ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Trimestriel Nº 5 - Printemps 1978 - 15 f

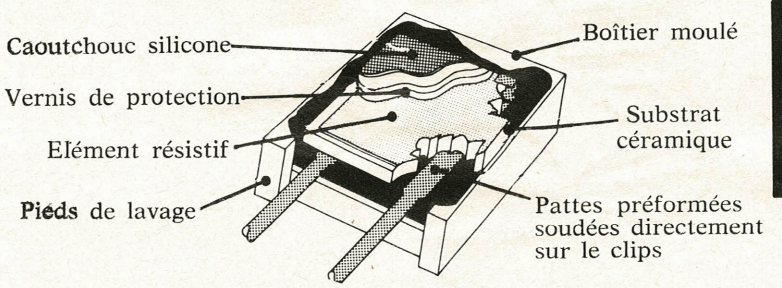
SUISSE : 6,50 FS - ALGÉRIE : 15 DIN - TUNISIE : 1 500 MIL - CANADA : 2,75 DOLLARS - ESPAGNE : 210 PESETAS

NOUVEAU!

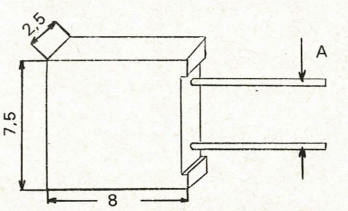
UNE NOUVELLE ÉTAPE TECHNOLOGIQUE

NOUVELLE CONSTRUCTION : NOUVELLES CARACTERISTIQUES

RÉSISTANCES SÉRIE "S"



— stabilité sous charge 0,05 % max. AR à puissance max. pour 10 000 h
— très faible force électromotrice : 0,3 µV/°C (différence de température entre les pattes)
— limites de température : — 55°C + 175°C.
— dimensions (S102J)



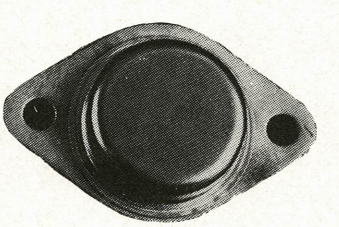
A : S102 J = 5,08 mm
S102 C = 3,81 cm

NOUVEAU!

RÉSISTANCES HERMÉTIQUES SCELLÉES DE PUISSANCE ET DE HAUTE STABILITÉE

TYPE VHM 3

- Coefficient de température (— 55°C à + 125°C)
  - ± 2,5 ppm/°C ⩾ 100 Ω
  - ± 10 ppm/°C 30 Ω à < 100 Ω
  - ± 15 ppm/°C 10 Ω à < 30 Ω
- Tolérance ± 0,005 % à 1 %
- Temps de montée 1 ns typique
- Stabilité
  - En stockage 0,003 % typique
  - En charge 0,04 % typique à pleine charge (10 w) et température ambiante 25°C
- Dissipation nominale à 25°C
  - 3 watts à l'air libre
  - 10 watts avec refroidisseur
- Limites de température — 55°C à + 175°C
- Inductance 0.08 µH typique
- Capacitance 0,5 pF typique
- Gamme de valeur 10 Ω à 39,2 k



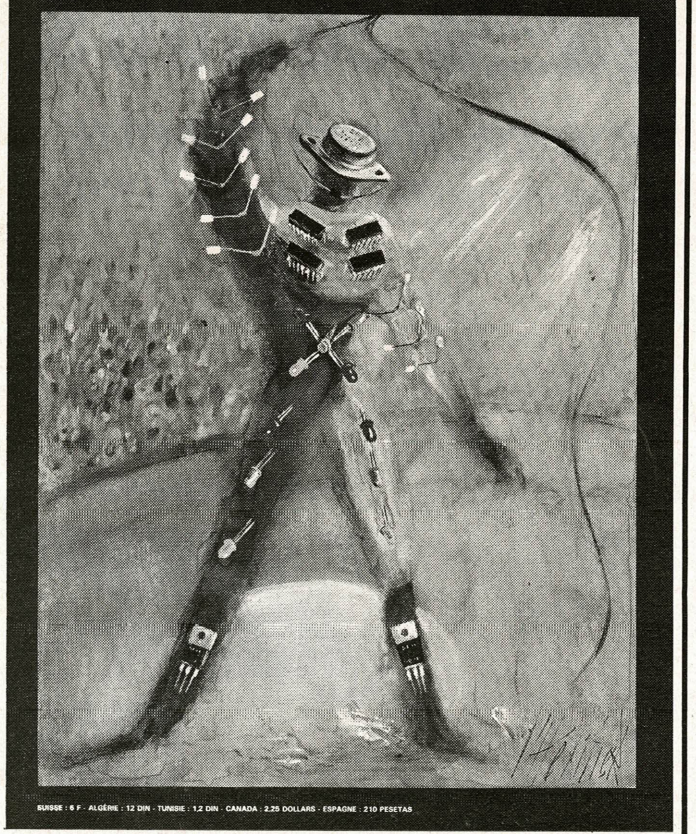
Présentation boîtier transistor type TO3

VISHAY-MICROMESURES

98, BOULEVARD GABRIEL-PERI
92240 MALAKOFF
TEL. 655.98.00
TELEX 270 140 F VISHFRA

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Trimestriel N° 5 - Printemps 1978 -



Société Parisienne d'Édition
Société anonyme au capital de 1.950 000 F
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris
Direction - Rédaction - Administration - Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris - Tél. : 200.33.05.
Publicité : Société Auxiliaire de Publicité
43, rue de Dunkerque, 75010 Paris - Tél. : 285.04.46.

Président-directeur général : Directeur de la publication
Jean-Pierre Ventillard
Rédacteur en chef
Jean-Claude Roussez

Ont participé à ce numéro : **Jean-Claude Baud, Michel de Pracontal, François Gaillard, Claude Gastaud, Patrick Girard, Patrick Gueulle, Marcel Henrot, Daniel Heyden, Jacky Jégou, Félix Juster, André Konto, Gérard Lelarge, Etienne Lemery, Pierre Lemeunier, Catherine Peaucoup, Jean-Louis Plagnol, Joël Ranchet, René Rateau, Frédéric Rutkowski, Jean Sabourin, Jacques Trémolières.**

Maquette : **Michel Raby**
Couverture : **Gilbert L'Héritier**

Ce numéro a été tiré à
60 000 exemplaires

Abonnements : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris
1 an (4 numéros) : **40 F** (France) - **55 F** (Etranger)

Copyright 1978 - Société Parisienne d'Edition

Dépôt légal 1er trimestre 78
N° éditeur : 593
Distribué par SAEM Transports presse
Imprimerie : Edicis, 75019 Paris

Électronique Applications décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs.

SOMMAIRE

Analyse

Les filtres actifs 67
Les circuits PLL et leurs applications 117

Applications

Porte analogique synchronisée 41

Automobile

Les circuits d'allumage 9

composants

Diodes et diodes zéner 73

Electronique médicale

La défibrillation électrique 5
Le pancréas artificiel 61

Etude

Etude d'une logique de jeu vidéo 49
Les circuits logiques 169

Mesures

La mesure des valeurs efficaces vraies 137

Variations autour du kit MEK6800-D2 95
Calcul en virgule flottante 143

Schémathèque

Les bascules d'Ecclès-Jordan 19
Les filtres utilisés en audio-fréquence 27

Technologie

La fabrication des circuits imprimés 159

L'intelligence artificielle : les robots 83
Fiches techniques : circuits intégrés pour automobile 105
Les faisceaux hertziens 125
Critérium 142
Bibliographie 168 et 186
Réseaux de distribution semi-conducteurs 187
Nouveautés 193

nouveau

cda 20 000 S

multimètre_thermomètre

20 000 pts_Résolution: 10 µV ≃ 10 mΩ_1/100°C

6 Fonctions

Le C.d.A. 20 000 S est le seul multimètre numérique 20 000 points aussi complet :
1°) Voltmètre continu,
2°) voltmètre alternatif,
3°) amperemètre continu,
4°) amperemètre alternatif,
5°) ohmmètre,
6°) thermomètre.

25 Calibres

5 calibres V = 0 à 1 000 V
résolution 10 µV,
5 calibres V≃ 0 à 1 000 V
résolution 10 µV,
4 calibres A = 0 à 2 A résolution 100 nA,
3 calibres A≃ 0 à 2 A résolution 1 µA,
6 calibres Ω 0 à 20 MΩ résolution 10 mΩ,
2 calibres °C — 200 à + 600 °C
résolution 1/100 à 1/10 °C.

Grande résolution

10 µV de résolution en continu !
10 µV de résolution en alternatif !
100 nA de résolution en continu !
1 µA de résolution en alternatif !
10 mΩ de résolution en ohmmètre !
1/100 °C de résolution en température !

Autonome

Alimentation réseau :

Alimentation sur batteries :
accumulateurs Cd.Ni. grande autonomie 170 000 mesures soit plus de 7 heures d'utilisation continue, si tous les afficheurs sont allumés.

Et pour les distraits, alimentation sur piles .

Rapide

Le C.d.A. 20 000 S est utilisable instantanément. Plus d'attente de mise en régime pour tenir les caractéristiques annoncées, quelques secondes suffisent.

Maniable

De faible volume, le boitier du C.d.A. 20 000 S est particulièrement pratique et fonctionnel.
Il tient vraiment dans la main et peut être utilisé pour les mesures dans des endroits d'accès difficile.

Lisible

L'affichage par diodes électroluminescentes (4 digits + 1) de couleur rouge orangé de grandes dimensions

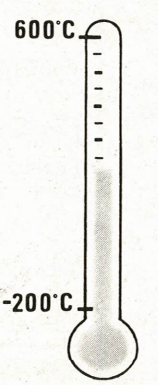
Simple

La simplicité d'utilisation du C.d.A. 20 000 S diminue considérablement les risques d'erreur de branchement .

Les surcharges admissibles sont de 1 000 fois le calibre sur le calibre le plus bas (250 V sur 200 mV), et 1 000 V sur tous les autres calibres (2 V, 20 V, 200 V),
avec 1 500 V, 15s sur le calibre 1 000 V en continu et en alternatif.

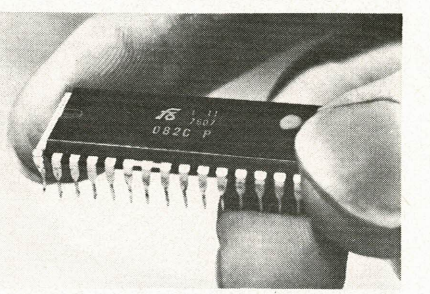
Le 1/100e de degré de — 200 + 200 °C

Le C.d.A. 20 000 S est prévu, par construction, pour fonctionner en thermomètre avec n'importe quelle sonde platine 100 Ω du commerce.



Le 1/10 de degré de résolution entre — 20 et + 600 °C avec les couples thermoélectriques type J.

Performant et fiable



Le C.d.A. 20 000 S est entièrement conçu à partir d'un circuit intégré LSI MOS 20 000 points, développé et fabriqué en France. Ce cirquit de haut degré d'intégration, a technologie MOS, canal P, grille aluminium, est réalisé par implantation ionique. Il regroupe toutes les fonctions : logique, mémoire, décodeur, et commutateur analogique.
La « puce » LSI équivaut à environ 1 500 transistors sur une surface de 4,16 × 3,5 m/m.
Le convertisseur est piloté par quartz.

Accessoires

Une gamme très complète d'accessoires étend le domaine d'application du C.d.A. 20 000 S.
— accumulateurs cadmiun nickel, C.d.A. 4 000 B,
— gaine de transport, C.d.A. 20 000 G,
— mini-pince 1 000/1 pour mesure d'intensité en alternatif jusque 80 A,
— sonde HT jusqu'à 30 000 V, C.d.A. 4 000 D,
— capteurs à couples thermoélectriques type J, pour liquides où pates (réf), C.d.A. 20 000 L et M,
— bloc de raccordement pour couples thermoélectriques type J (réf), C.d.A. 20 000 A.

Pour en savoir plus, renvoyez le coupon réponse

8, rue Jean Dollfus
75018 - PARIS
tél. : 627.52.50

COUPON RÉPONSE

Nom _____
Fonction _____
Service _____
Adresse _____

- Souhaite recevoir une documentation détaillée sur le C.d.A. 20 000 S
- une proposition de prix.

Electronique médicale

Nous connaissons tous les effets catastrophiques que peut avoir un choc électrique intense sur l'organisme : l'électrocution grave a en général pour conséquence immédiate l'arrêt de la fonction circulatoire par fibrillation ventriculaire et l'arrêt respiratoire.

Nous allons voir dans ce court exposé comment le même choc électrique sciemment appliqué à l'organisme peut sauver un accidenté (noyé, asphyxié, électrocuté...) d'une mort certaine.

La défibrillation électrique
Le défibrillateur

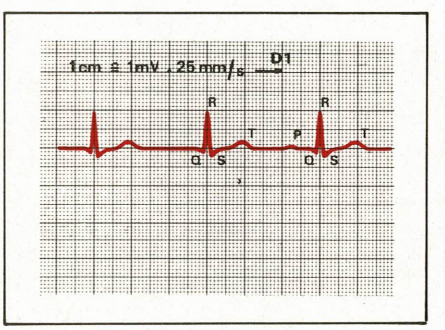


Fig. 1a. – Aspect de l'électrocardiogramme normal.

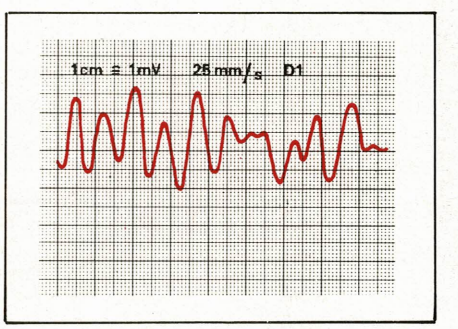


Fig. 1 b. – Aspect de l'électrocardiogramme lors d'une fibrillation ventriculaire.

La fibrillation

Mécanisme

Nous avons analysé de façon sommaire dans un précédent numéro les mécanismes biochimiques qui mènent à la contraction cardiaque (voir Electronique Applications N° 3. Article : L'Electrocardiogramme).

Les cellules du myocarde peuvent se contracter de façon autonome, sans excitation extérieure, à un rythme de l'ordre de 40 contractions par minute. Il existe par ailleurs dans le cœur un réseau de cellules particulières qui transmettent à l'ensemble du cœur, à partir de points particuliers appelés « centres », une excitation à rythme plus rapide correspondant au rythme cardiaque normal. Le centre principal est situé dans la paroi de l'oreillette ; il fournit une excitation à 75/80 coups/minute qui est retardée et transmise ensuite au ventricule.

L'ensemble du cœur se contracte ainsi au rythme de 75/80 battements par minute.

Diverses maladies peuvent altérer l'excitation ou la transmission de l'excitation entre oreillettes et ventricules.

De façon très schématique, la fibrillation correspond à l'action désordonnée des cellules du myocarde, chaque cellule travaillant indépendamment de sa voisine. Les phénomènes biochimiques de propagation de l'onde d'activation dans le muscle sont perturbés. Le muscle cardiaque fournit alors un travail, mais un travail inefficace : il n'y a plus contraction, mais une sorte de vibration de la masse musculaire.

Fibrillation auriculaire

Elle concerne les oreillettes. Elle se rencontre assez fréquemment et comporte relativement peu de risques car elle perturbe peu le système circulatoire. Le rythme des contractions car-

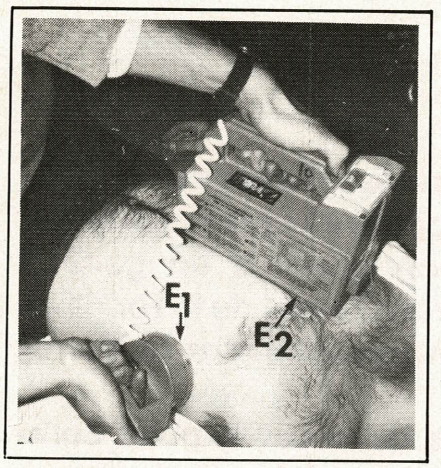


Fig. 2. – Les électrodes de défibrillation sur le thorax du patient.

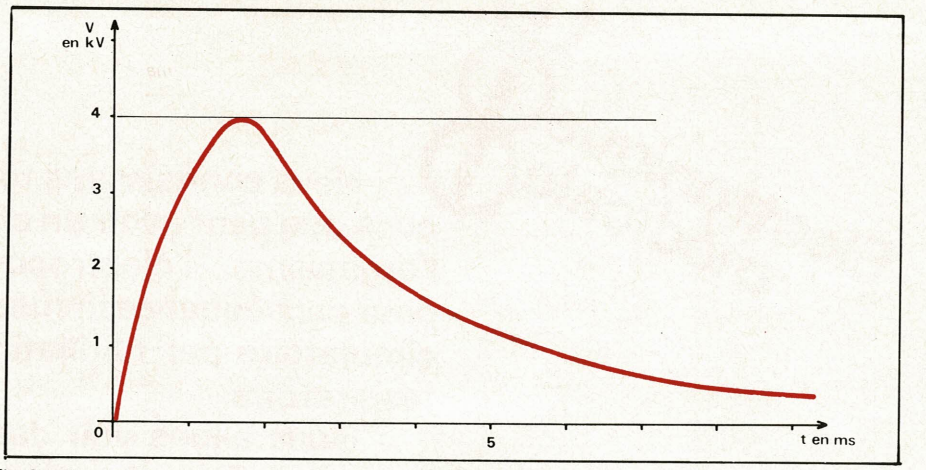


Fig. 3. – Allure de la tension aux bornes des électrodes en fonction du temps. Dans cet exemple, Vmax = 4 kV.

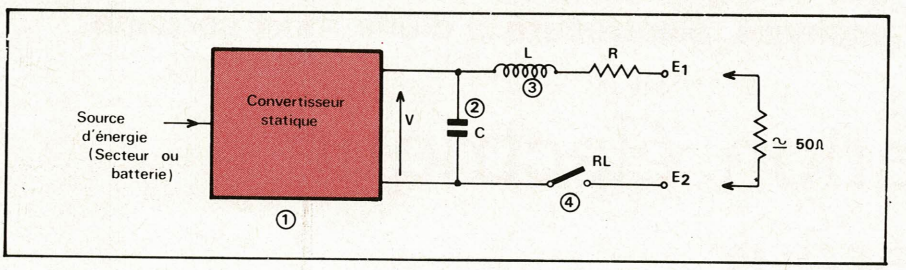


Fig. 4. – Schéma de principe d'un défibrillateur. L = 30 à 50 mH ; C = 50 µF (électrochimique ou à l'huile Vs ⩾ 5 kV) ; R = 15 Ω . La résistance branchée entre E1 et E2 (environ 50 Ω) est celle du patient entre les électrodes. La tension V va de 1 à 5 kV).

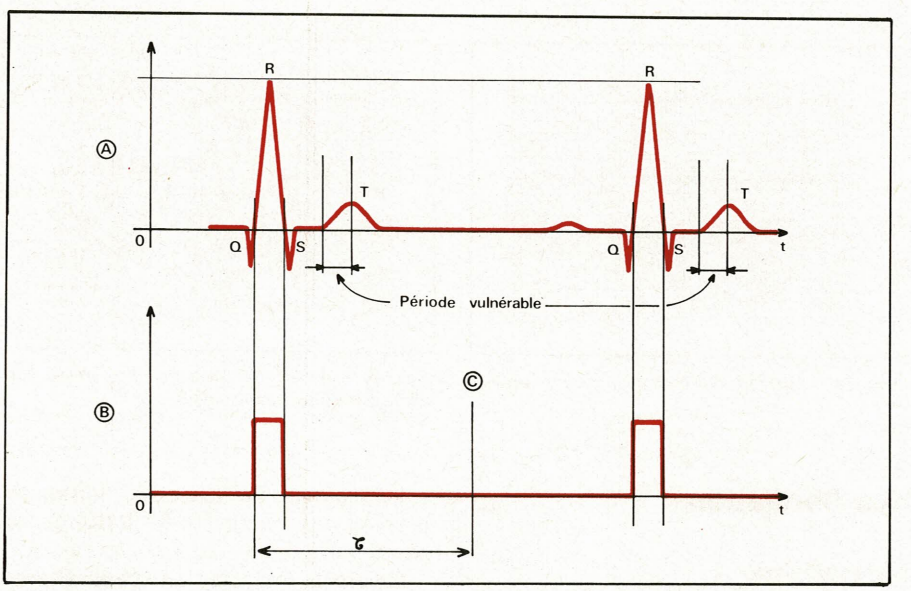


Fig. 5. – La synchronisation du choc.
A : l'ECG et la période à éviter.
B : l'onde R répérée.
C : instant du choc de la défibrillation.
τ est le retard en général réglable.

Fig. 6. – Photographie d'un défibrillateur portable d'urgence (document de l'importateur : Sarem à Strasbourg).

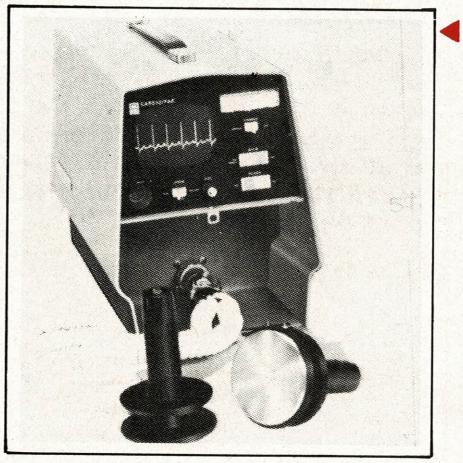


Fig. 7. – Un autre défibrillateur portable comportant un cardioscope (document Mennen – Great Batch France à Lyon, qui diffuse ce matériel).

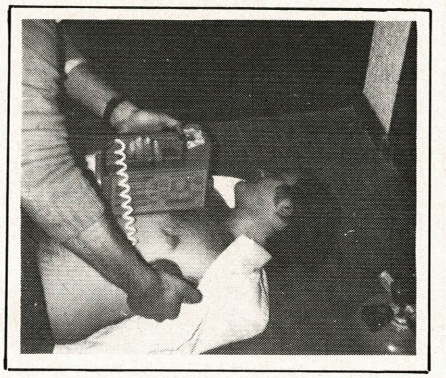


Fig. 8. – Défibrillation d'un accidenté. On peut remarquer l'extrême maniabilité de l'appareil.

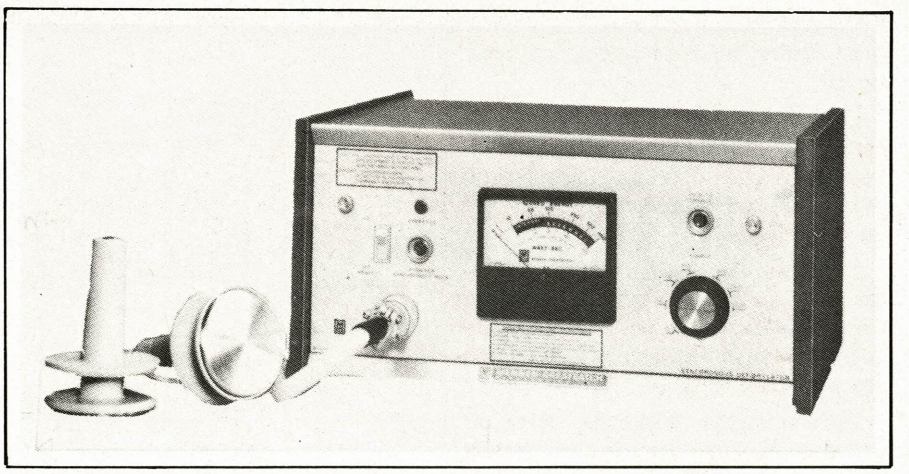


Fig. 9. – Un défibrillateur destiné à l'usage à poste fixe (salle d'opération, de réanimation, ...). On remarquera l'affichage de l'énergie du choc, les commandes correspondant au mode « synchrone » et le fonctionnement possible en « interne ». (document Mennen – Great Batch France).

diaques efficaces du point de vue hémodynamique est quasi-aléatoire. Mais les ventricules fonctionnent normalement.

Fibrillation ventriculaire

Elle concerne les ventricules, parties fondamentales de la « pompe cardiaque ». La fibrillation ventriculaire ôte toute efficacité au cœur considéré en tant que pompe et provoque « l'arrêt circulatoire » complet. Si elle n'est pas traitée dans les instants qui suivent son apparition, elle entraîne la mort.

Sur une personne en bonne santé, la fibrillation ventriculaire apparait en général suite à une électrocution, un choc violent (chute ou accident de la route) ou pendant la réanimation après noyade ou asphyxie (réoxygénation).

Chez les malades cardiaques, elle peut être la phase finale de l'évolution de divers troubles du rythme. Divers signes annoncent son apparition : tachycardie ventriculaire, salves d'extrasystoles.

Le défibrillateur

Principe

La meilleure méthode de traitement de la fibrillation ventriculaire est, d'une façon qui peut apparaître paradoxale, le choc électrique : on dispose sur le thorax du malade deux électrodes **(voir fig. 2)** et l'on créé entre ces électrodes un champ électrique intense qui englobe le cœur. Ce champ électrique brutalement appliqué **(voir fig. 3)** à l'ensemble des myofibrilles cardiaques provoque instantanément l'arrêt du processus de fibrillation en place en laissant alors la possibilité d'apparaître à une contraction cardiaque normale.

Constitution du défibrillateur

Diverses expérimentations ont permis de définir de façon optimale les paramètres de la tension à appliquer entre les électrodes du défibrillateur afin d'obtenir avec un maximum de chance le rétablissement d'un rythme cardiaque normal.

Les appareils actuels appliquent aux électrodes un choc électrique unique à haute tension (de 1 à 5 kV environ) produit par la décharge d'un condensateur à travers une self et la résistance que présente le patient entre les électrodes (environ 50Ω) **(voir fig. 3 et 4)**.

Les énergies mises en jeu sont comprises entre quelques dizaines et quelques centaines de Joules (la plupart des appareils permettent d'atteindre des énergies de 400 Joules).

Un défibrillateur est donc essentiellement constitué : **(voir fig. 4)**.
– d'une alimentation haute-tension **(convertisseur statique)**
– d'un condensateur (C) chargé par ce convertisseur à une tension réglable
– d'une self (L)
– d'un dispositif à relais haute-tension branchant à la demande les électrodes mises en place sur le patient au reste du circuit du défibrillateur
– de deux électrodes métalliques de grande surface (en général disques de 9 à 10 cm de diamètre) appliquées fermement par l'opérateur sur la poitrine du patient. La grande surface est nécessaire afin d'éviter des brulûres de la peau par densité de courant excessive lors du choc électrique de défibrillation.

Cas particuliers

– Défibrillation interne : nous n'avons parlé jusqu'à maintenant que de la défibrillation après accident (électrocution, noyade...).

Il est des cas où la fibrillation peut avoir été induite volontairement : c'est le cas par exemple en chirurgie cardiaque.

Lors de certaines interventions réalisées sous circulation extra-corporelle, le chirurgien provoque la fibrillation ventriculaire par l'emploi de drogues, le

refroidissement du muscle cardiaque et l'utilisation du « fibrillateur », petit appareil qui injecte un courant alternatif de basse fréquence dans des électrodes placées de façon adéquate sur le myocarde. Ceci lui permet de travailler sur un cœur immobile et facilite sa tâche.

La « défibrillation » après le geste du chirurgien est parfois spontanée lors du « réchauffage » du cœur. Il faut cependant souvent procéder à une défibrillation électrique qui est alors dite « défibrillation interne ». Le choc électrique est appliqué directement sur le myocarde grâce à des électrodes en forme de cuillers qui enserrent le muscle. Les énergies nécessaires sont plus faibles qu'en défibrillation externe puisque le choc électrique est appliqué à même le cœur : la tension crête est de l'ordre de 100 à 500 V, l'impulsion dure 8 à 10 ms, l'énergie est de l'ordre de quelques dizaines de Joules.

– Défibrillateurs synchronisés sur l'électrocardiogramme :

Le choc électrique permet de traiter des troubles du rythme cardiaque autres que la fibrillation ventriculaire. L'application d'un choc électrique suspend en effet l'activité cardiaque à l'instant considéré et laisse ainsi à une contraction normale la chance d'apparaître. Si l'on veut réduire par exemple des troubles auriculaires, il est impératif de synchroniser l'application du choc de défibrillation au cycle ventriculaire en place afin d'éviter que ce choc ne se produise pendant la « période vulnérable » (flanc montant de l'onde T) ce qui ne manquerait pas de provoquer une fibrillation ventriculaire... !

Cette synchronisation est réalisée de façon électrique : l'électrocardiogramme prélevé sur le patient grâce à des électrodes séparées, ou directement grâce aux électrodes de défibrillation, est appliqué à un dispositif électronique qui repère l'onde R et applique le choc de défibrillation en conséquence. **(voir fig. 5).**

Les différents types d'appareils

– Utilisation en interventions d'urgence : **(voir fig. 6 et fig. 8).** Ce type d'appareil est en général léger, maniable, alimenté sur batterie d'accumulateurs interne et possède une « autonomie » de l'ordre de 20 à 50 chocs (selon l'énergie demandée).

Les accumulateurs sont, en dehors des périodes d'utilisation, rechargés en permanence à partir du secteur ou de la batterie du véhicule grâce à un chargeur automatique incorporé ou externe. Un affichage informe l'utilisateur de l'autonomie dont il dispose.

Certains appareils possèdent même un petit cardioscope incorporé **(fig. 7)** permettant le relevé, à travers les électrodes de défibrillation ou grâce à des électrodes supplémentaires, de l'électrocardiogramme avant et après le choc électrique de défibrillation ou permettant même l'application d'un choc synchronisé.

L'énergie délivrée à chaque choc par ce type d'appareil est réglable en général de quelques dizaines de Joules à 400 Joules et affichée par un galvanomètre.

Ces défibrillateurs sont utilisés dans les ambulances ou les véhicules rapides d'intervention par les SAMU (Services d'Aide Médicale Urgente), les pompiers, dans les services de réanimation etc.

– Utilisation au bloc opératoire **(voir fig. 9)** :

L'appareil utilisé au bloc opératoire est en général plus lourd, plus sophistiqué. Il permet la défibrillation interne et la défibrillation externe, l'application de « chocs synchronisés ».

L'alimentation s'effectue en général sur le secteur, parfois sur batterie d'accumulateurs incorporée bien que cela soit moins nécessaire que dans le cas précédent.

Les électrodes ne font pas partie du corps de l'appareil comme c'est parfois le cas pour les défibrillateurs portables **(voir fig. 6)** mais y sont reliées par l'intermédiaire de connecteurs débrochables de façon à pouvoir être débranchées et stérilisées séparément.

L'utilisation conjointe, au bloc opératoire, d'un électrocardioscope et d'un défibrillateur pose bien sûr de gros problèmes : l'électrocardioscope doit être conçu de façon à supporter des surcharges importantes (les signaux prélevés par les électrodes sont de l'ordre du millivolt, le choc de défibrillation de l'ordre de plusieurs kilovolts... !). Nous invitons nos lecteurs à se reporter à ce sujet à notre précédent article (E.A. N° 3).

Conclusion

Outil d'une thérapeutique paradoxale, le défibrillateur fait partie de la panoplie des soins d'urgence. On le trouve maintenant dans les ambulances, les véhicules d'intervention d'urgence des pompiers des SAMU, les services d'urgence et même dans les infirmeries de certaines usines * où il a déjà permis d'éviter les conséquences tragiques de certaines électrocutions ou asphyxies.

D. HEYDEN
Ingénieur d'Etudes
Mira Electronique

** Le défibrillateur doit être manipulé par un médecin.*

Références

Pour de plus amples renseignements concernant les techniques de défibrillation et les problèmes pratiques, le lecteur pourra consulter « Comprendre et utiliser l'électrocardiographe » (Editions SIMEP, Villeurbanne, chapitres 4 p. 36, 5 p. 54, 6 complet).

Automobile

Même lorsqu'ils ne font pas appel à l'électronique, les circuits classiques d'allumage des moteurs à explosion par bobine et rupteur posent des problèmes théoriques et techniques qui échappent à un examen superficiel. L'étude que nous proposons tentera de détailler un fonctionnement souvent mal connu et d'analyser les principales anomalies possibles.

Les circuits d'allumage

Depuis l'avènement des transistors et plus encore des thyristors, l'électronique a fait une entrée en force dans le domaine de l'allumage des moteurs à explosion. Si cette révolution ne touche pas la grande masse des utilisateurs, c'est que l'allumage classique, compte tenu de l'expérience acquise au cours de sa longue existence, suffit aux besoins de l'automobile de tourisme. Par contre, dès qu'on entre dans le domaine des moteurs à haut rendement, et travaillant dans des conditions difficiles, en particulier à régime élevé, l'électronification est devenue la règle. C'est le cas des véhicules de compétition, mais aussi des moteurs de bateaux, de tronçonneuses, de tondeuses, etc. Nous examinerons donc les diverses techniques d'électronification avant de conclure sur une comparaison des performances obtenues avec les différents procédés.

Principe de l'allumage par bobine et rupteur

Réduit à sa plus simple expression, un dispositif d'allumage par bobine et rupteur peut être schématisé par le croquis de la **figure 1**.

Une tension d'alimentation continue E, celle de la batterie d'accumulateurs, alimente le primaire P d'une bobine B. La bobine n'est autre qu'un transformateur élévateur comportant n_1 spires dans son enroulement primaire et n_2 spires dans son enroulement secondaire. En général le rapport élévateur n_2 / n_1 est voisin de 100.

En série avec le primaire, un interrupteur K, qui n'est autre que le rupteur du dispositif d'allumage, peut ouvrir ou fermer le circuit. Réalisé en fil de cuivre, l'enroulement primaire présente une résistance R_1.

Baptisons t_1 l'instant que nous choisirons comme origine des temps, et qui coïncide avec une fermeture de l'interrupteur K. A partir de cet instant, le courant s'établit exponentiellement dans la bobine avec une loi qui est donnée par l'expression :

$$I = \frac{E}{R_1} \cdot \left(1 - e^{\frac{-R_1}{L_1} t}\right)$$

dans laquelle L_1 est le coefficient de self induction du primaire de la bobine. Si la charge durait indéfiniment le courant primaire tendrait asymptotiquement vers sa limite E/R_1.

A un instant t_2 où l'intensité dans le primaire atteint la valeur I_1 (**voir fig. 2**), l'énergie magnétique emmagasinée dans la bobine a pour expression :

$$W = \frac{1}{2} \cdot L_1 \cdot I^2_1$$

Supposons qu'à cet instant t_2, nous fermions l'interrupteur K. Théoriquement le courant primaire est brutalement interrompu. Dans la pratique l'existence d'une étincelle entre les contacts de l'interrupteur K prolonge la durée de la fin du courant, qui passe de sa valeur I_1 à la valeur 0 pendant l'intervalle de temps $t_2 t_3$.

Examinons maintenant les variations, avec le temps t, de la tension secondaire V_S de la bobine. A chaque

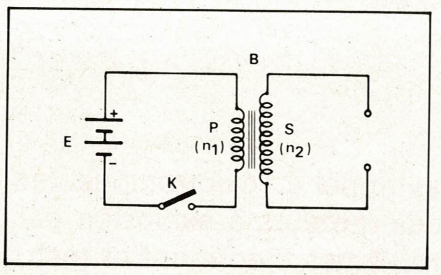


Fig. 1

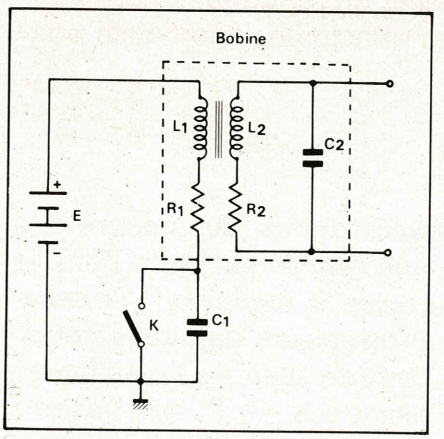


Fig. 3

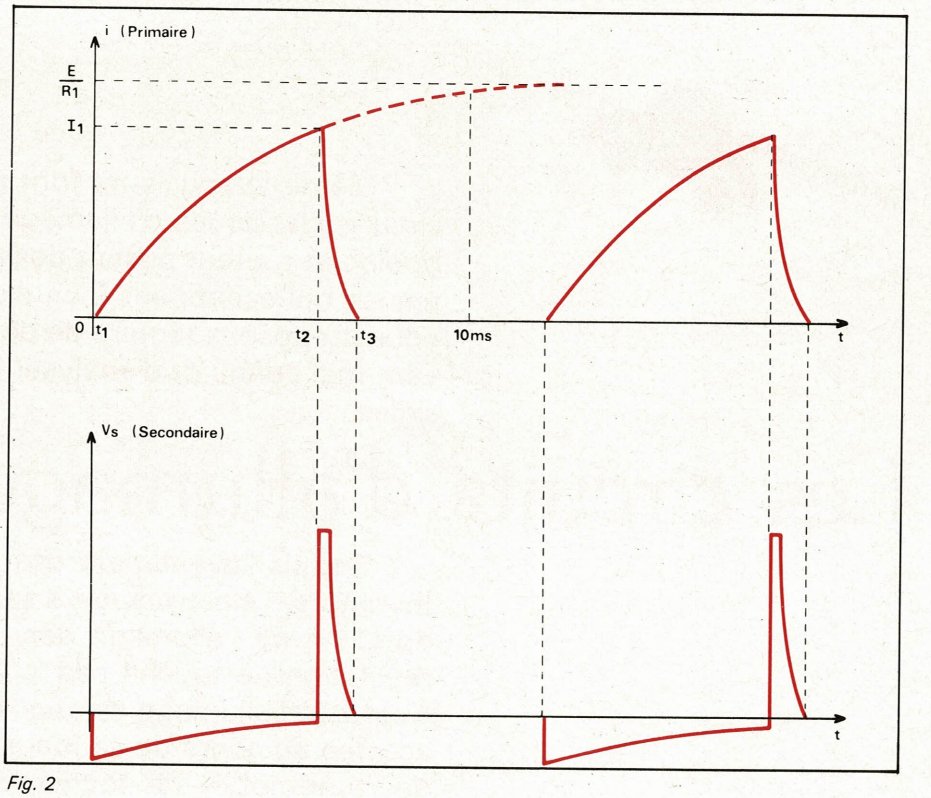


Fig. 2

instant, les variations du flux Ø dans l'enroulement primaire sont transmises à l'enroulement secondaire, qui lui est magnétiquement couplé. Par conséquent, la tension V_S instantanée dans le secondaire est donnée par la loi :

$$V_S = -\frac{d\Phi}{dt} = -M.\frac{dI}{dt}$$

Compte tenu du sens de variation des courants primaires, et de la vitesse de cette variation, on peut tracer, comme le montre encore la **figure 2**, les tensions V_S relevées au secondaire. Pendant l'intervalle de temps t_1 t_2 où les variations du courant primaire sont lentes, la tension secondaire reste faible. Par contre, dans l'intervalle de temps t_2 t_3, caractérisé par une variation très rapide du courant primaire, donc par une valeur élevée de la dérivée dI/dt, la tension secondaire prend une valeur extrêmement élevée.

Courants et tensions en circuit ouvert

La représentation de la **figure 1** suppose une bobine idéale qui n'existe évidemment pas dans la pratique. Nous avons déjà signalé l'existence d'une résistance R_1 du primaire qui peut être considérée comme mise en série avec une self L_1 parfaite (**fig. 3**). De la même façon, l'enroulement secondaire L_2 comporte une résistance R_2. D'autre part ce deuxième enroulement contenant un grand nombre de spires de fil fin est affecté d'une capacité répartie. On peut, pour simplifier les choses, représenter cette capacité par un condensateur C_2 qui serait placé en parallèle sur l'ensemble L_2R_2. Enfin, la nécessité d'éliminer l'étincelle de rupture aux bornes de l'interrupteur K, conduit à placer, en parallèle, sur ce dernier un condensateur C_1. Compte tenu de ce schéma plus conforme à la réalité, examinons maintenant, comme le montre la **figure 4**, les variations du courant primaire, de la tension aux bornes du condensateur C_1, et de la tension secondaire V_S. Ces différentes variations sont respectivement représentées par les courbes a,b,et c de la **figure 4**.

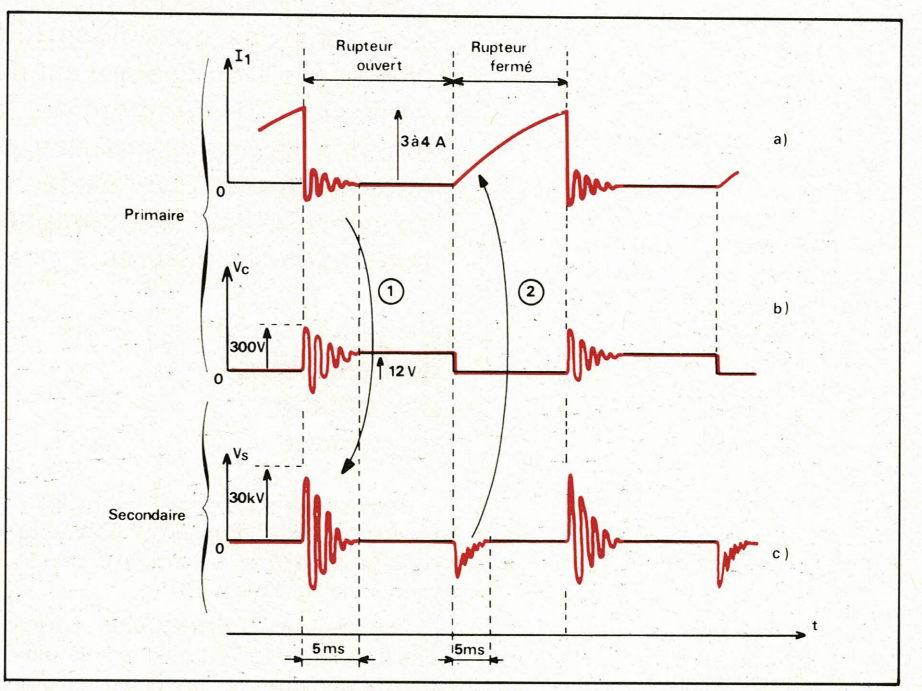


Fig. 4

A l'instant où s'ouvre le rupteur K, le courant devrait instantanément, ou presque, cesser dans le primaire de la bobine. En fait, l'ensemble L_1 R_1 C_1 forme maintenant un circuit oscillant série amorti. Par conséquent, à l'instant de l'ouverture de l'interrupteur K, on assiste à la naissance d'oscillations sinusoïdales amorties, dont la période est :

$$T_1 = 2\pi\sqrt{\frac{L_1}{C_1}}$$

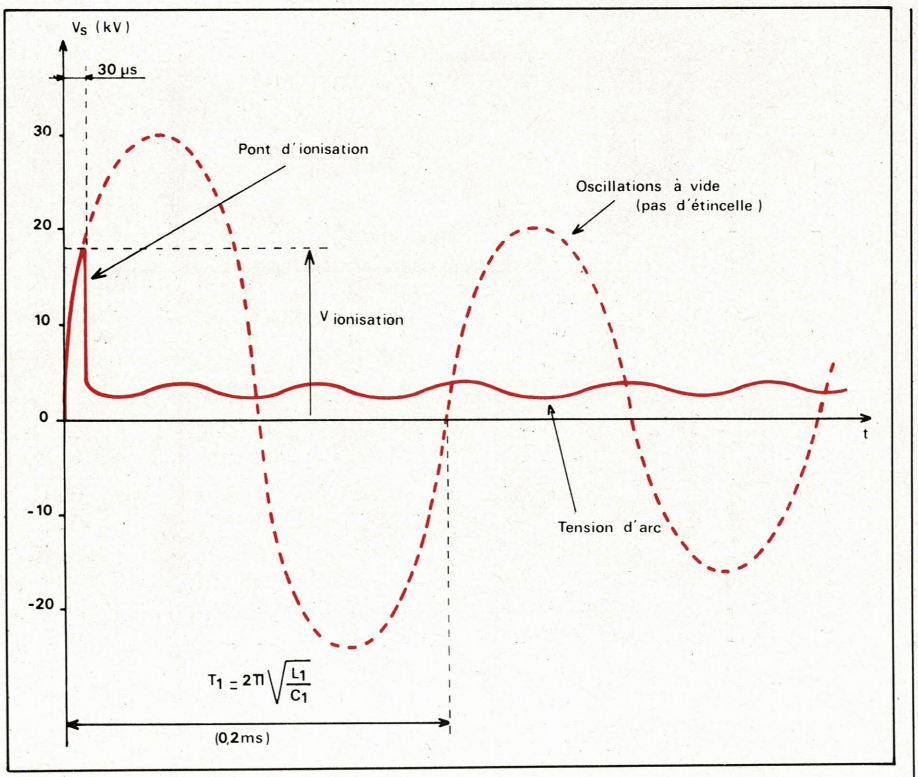


Fig. 5

L'amplitude de ces oscillations tend vers 0 avec une durée qui est, dans les circuits classiques d'allumages, de l'ordre de 5 ms.

La courbe b (**fig. 4**) représente les variations de la tension V_c aux bornes du condensateur d'allumage C_1. Lorsque l'interrupteur K est fermé, cette tension est évidemment nulle. Lorsque l'interrupteur K est ouvert, le régime permanent est atteint, c'est-à-dire que les oscillations sont complètement amorties ; la tension aux bornes de C_1 est celle de la batterie d'alimentation, que nous avons choisie égale à 12 volts. Au moment de l'ouverture du rupteur, on constate, aux bornes de C_1 l'existence d'un régime d'oscillations dont la période T_1 est celle que nous avons précédemment donnée.

Enfin le secondaire (courbe c de la **fig. 4**) reproduit avec le coefficient amplificateur N_2/N_1, rapport de transformation de la bobine, les oscillations du primaire. A l'instant de l'ouverture de l'interrupteur K, s'établit donc un régime d'oscillations amorties, qui dure lui aussi environ 5 ms. Avec les valeurs habituellement choisies pour la self, la résistance de la bobine et pour le condensateur d'allumage C_1, l'expérience montre que l'amplitude des oscillations qui s'établissent au primaire, atteint environ 300 V. Le rapport de transformation de la bobine étant généralement voisin de 100, on trouve au secondaire une amplitude qui, à l'instant de l'ouverture du rupteur, atteint environ une trentaine de kV.

Examinons maintenant ce qui se passe à partir du moment de la fermeture du rupteur. Au primaire de la bobine, le courant, qui s'était annulé, reprend la croissance exponentielle que nous avons déjà signalée à la **figure 2**. La tension aux bornes du condensateur, court-circuité maintenant par l'interrupteur K fermé, s'annule. Enfin, au secondaire de la bobine, la croissance du courant primaire donne naissance à une tension $V_S = -d\Phi/dt$ qui tend à rejoindre le niveau 0. Mais l'ensemble du secondaire, constitué par la self L_2, la résistance R_2 et le condensateur C_2 est lui-même un circuit oscillant, dont la période est donnée par la relation :

$$T_2 = \pi\sqrt{\frac{L_2}{C_2}}$$

A la décroissance de la tension V_S se superposent donc des oscillations de fréquence :

$$F_2 = \frac{1}{T_2}$$

Par induction mutuelle, ces oscillations sont reportées sur le circuit primaire. A l'exponentielle de croissance du courant primaire, se superpose donc, juste après l'instant de la fermeture du rupteur, un régime d'oscillations amorties. C'est ce que montre la flèche 2 de la **figure 4**.

Si on reprend plus en détail les variations de la tension V_S au secondaire, on s'aperçoit qu'il existe deux régimes différents d'oscillations amorties. Le premier régime est celui qui suit l'ouverture du rupteur. La période alors est essentiellement imposée par les caractéristiques du circuit primaire : c'est la période T_1, déjà calculée. Par contre, au moment de la fermeture du rupteur, c'est le circuit secondaire qui impose la nouvelle période T_2 des oscillations.

Circuit fermé : influence de l'étincelle aux bougies

Jusqu'à présent, nous avons supposé ouvert le circuit secondaire : un courant n'y circulait jamais. En fait, le but du circuit d'allumage est de provoquer une étincelle entre les électrodes de la bougie. Pendant la durée de cette étincelle, un courant circule à travers le mélange d'air et d'essence ionisée, et par conséquent le circuit secondaire est fermé.

La **figure 5** reprend en détail, dans ces nouvelles conditions, les phénomènes qui se produisent au secondaire juste après l'ouverture du rupteur. La courbe en pointillés représente les variations de V_S qu'on observerait à vide, c'est-à-dire s'il n'y avait pas d'étincelles à la bougie. C'est une fraction très agrandie de la courbe que nous avons déjà représentée à la **figure 4**. Les valeurs numériques indiquées sur la **figure 5** sont des exemples typiques, donnant des ordres de grandeur qui faciliteront notre raisonnement.

A partir de l'instant initial, la tension V_S croît sinusoïdalement. Elle devrait, dans notre exemple, atteindre environ 30 kV.

Toutefois la géométrie de la bougie, ainsi que la composition du mélange gazeux dans le cylindre, ont été supposés tels qu'à partir d'une vingtaine de kV, soit atteinte la tension d'ionisation. A cet instant, l'étincelle éclate entre les bougies, et la tension V_S au secondaire décroît brutalement. Elle se maintient à la valeur de la tension d'arc pendant toute la durée d'existence de l'étincelle.

Il est intéressant alors de reprendre l'analyse conjointe des phénomènes observés au primaire et au secondaire. C'est ce que nous avons fait dans la **figure 6**, où le graphique (a) représente les variations de tension aux bornes du condensateur C_1 du primaire, tandis que le graphique (b) représente les variations V_S de la tension au secondaire de la bobine maintenant chargée par la bougie.

Après la pointe d'ionisation, coïncidant avec l'instant t_1 d'ouverture du rupteur, la tension secondaire V_s se maintient à la tension d'arc, légèrement ondulée. Cette partie du fonctionnement s'étend de l'instant t_1 à

l'instant t_2, c'est-à-dire pendant toute la durée de l'étincelle.

A partir de t_2, la tension délivrée par le secondaire n'est plus suffisante pour maintenir l'arc. L'étincelle cesse, et on retrouve un régime d'oscillations qui correspond au cas du secondaire ouvert, déjà examiné précédemment.

Les mêmes phénomènes se retrouvent au primaire. L'intervalle $t_1 t_2$ donne des oscillations amorties. A partir de t_2, on retrouve, comme tout à l'heure, le fonctionnement avec secondaire ouvert. On remarquera qu'en fait, la période des oscillations n'est pas tout à fait la même pendant la durée de l'étincelle et après que celle-ci ait cessé. En effet, au primaire de la bobine, il faut tenir compte de l'impédance ramenée par le secondaire. Cette impédance n'est évidemment pas la même suivant que le secondaire travaille en circuit ouvert, ou qu'il est chargé par la conductance que représente l'étincelle produite entre les électrodes de la bougie.

Les pertes d'énergie

Même complété de la représentation réelle de la bobine avec ses résistances et ses capacités parasites, le fonctionnement que nous venons de décrire, ne correspond encore pas tout à fait au fonctionnement réel d'un circuit d'allumage monté sur un moteur de voiture. Nous allons voir, en effet, qu'interviennent d'autres phénomènes parasites, comme l'influence du régime du moteur, et l'existence de capacités parasites supplémentaires et de résistances de fuites.

La **figure 7** traduit l'influence de la vitesse de rotation du moteur. Lorsque cette vitesse est faible ou moyenne, la durée d'établissement du courant dans le circuit primaire, est suffisante pour que l'intensité maximale E/R_1 soit atteinte, ou pratiquement atteinte. On dispose alors, au secondaire, de l'énergie maximale. Par contre lorsque le régime du moteur augmente, la durée de fermeture du rupteur n'est plus suffisante pour que le courant primaire puisse atteindre la valeur E/R_1. C'est ce que montre la courbe b de la **figure 7**. A chaque étincelle aux bougies, on ne dispose donc que d'une énergie inférieure à l'énergie maximale possible à bas régime.

La **figure 8** traduit quantitativement, sur un exemple pratique, les variations de la tension disponible au secondaire de la bobine en fonction du régime de rotation du moteur. Pour les très faibles régimes de rotation, et jusqu'aux alentours de 3000 tours par minute, on voit que cette tension se

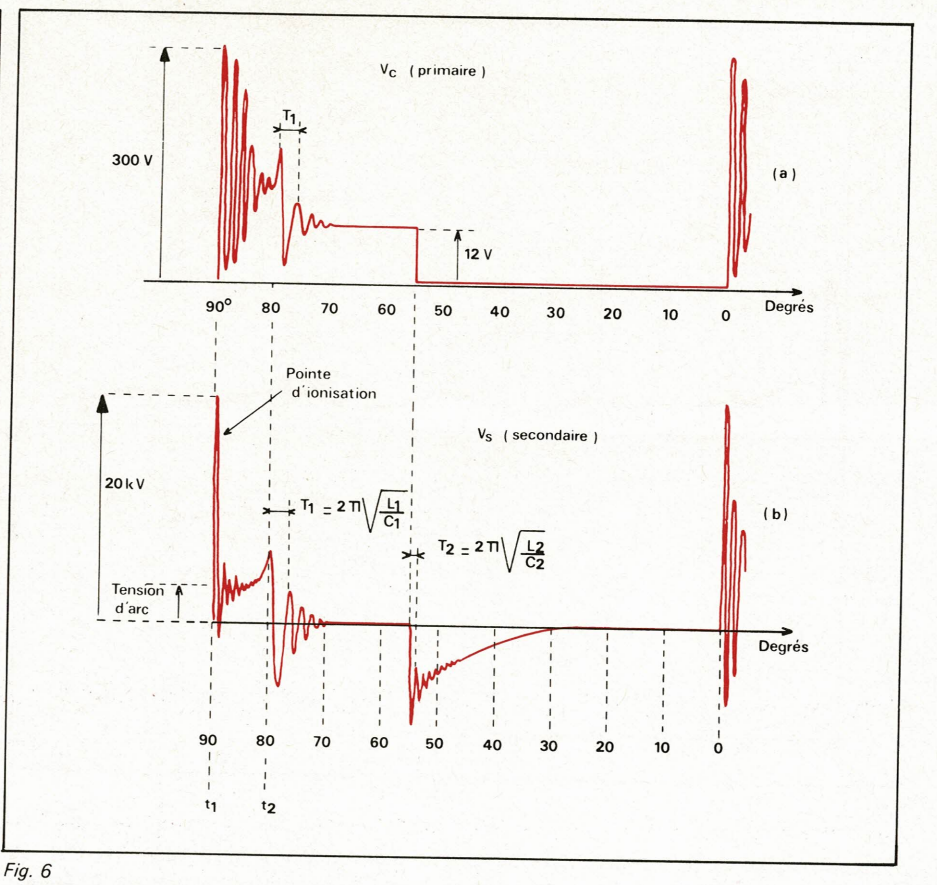


Fig. 6

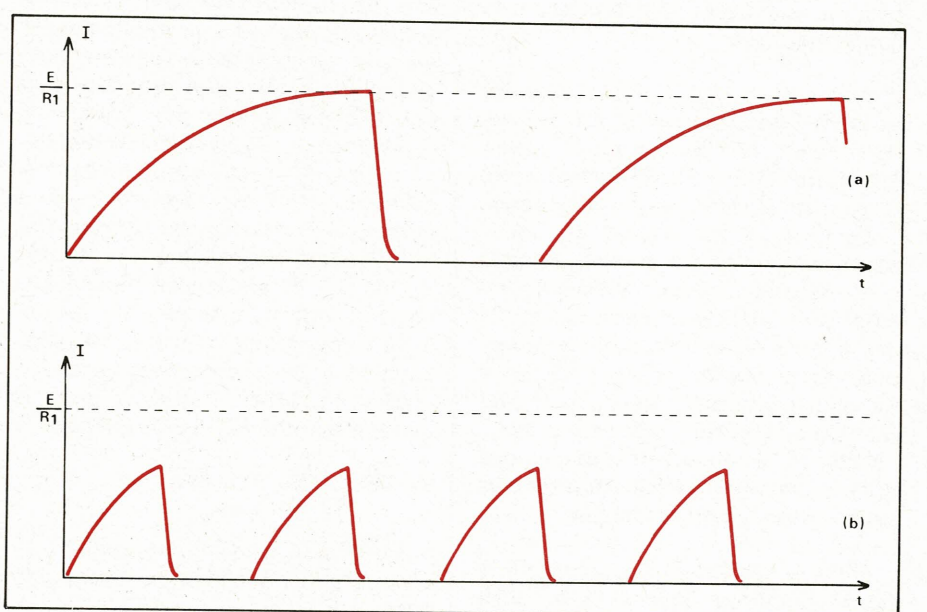


Fig. 7

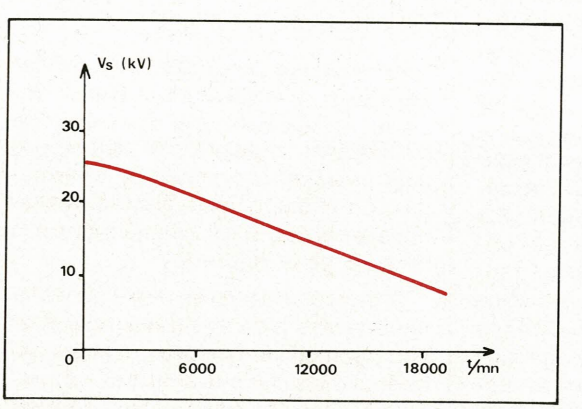


Fig. 8

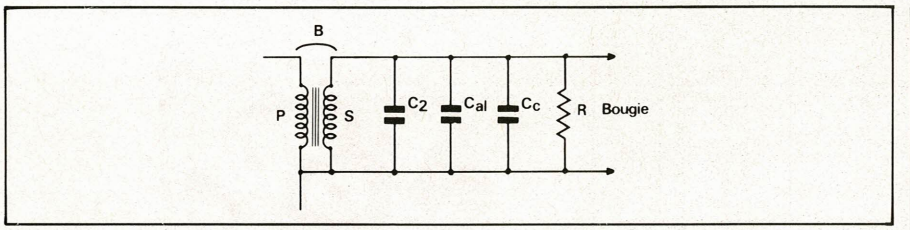


Fig. 9

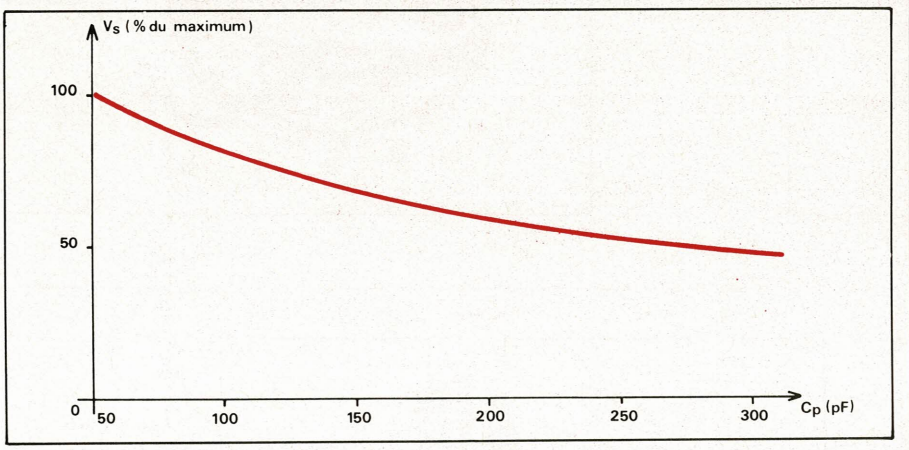


Fig. 10

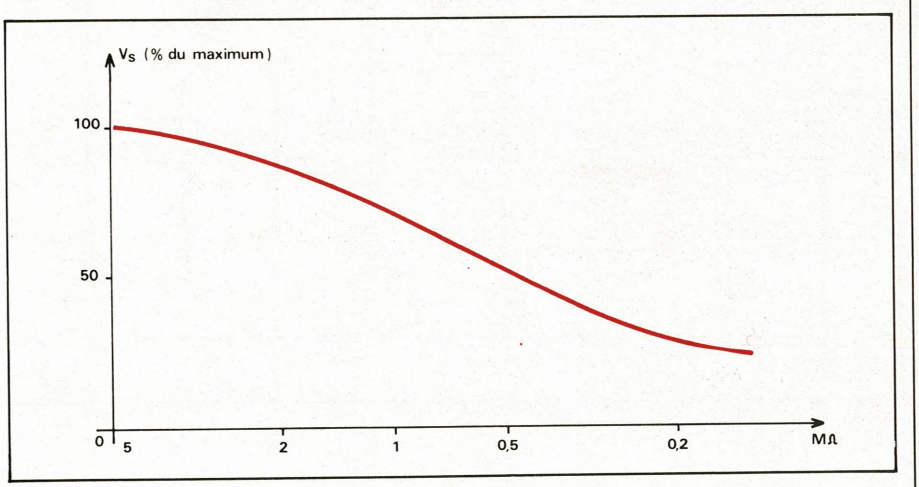


Fig. 11

stabilise aux alentours de 25 kV. Elle n'est déjà plus que de 20 kV à 6000 tours, et descend aux environs de 16 à 17 kV lorsque le régime de rotation atteint 12 000 tours par minute. Comme il est rare que des véhicules de tourisme aient des moteurs dépassant 6000 tours par minute, on voit qu'en ce qui concerne les pertes à haut régime, l'allumage classique leur convient parfaitement. Par contre, sur des moteurs de compétition, pour lesquels des vitesses de 12 000 tours par minute ne sont pas exceptionnelles, la perte de tension au secondaire commence à poser de très sérieux problèmes.

La **figure 9** résume le mécanisme des pertes par capacité parasite et par résistance de fuite. Outre le condensateur C_2 qui représente les capacités réparties entre spires de la bobine, nous trouverons deux autres capacités. La première, C_{al}, représente celle de l'ensemble de la tête de l'allumeur et du distributeur. La capacité C_c est celle des câbles qui vont de la tête du distributeur vers les différentes bougies, ou de la bobine vers la tête du distributeur. Dans un circuit en bon état et en parfaite propreté, la somme de ces différentes capacités peut être estimée à une cinquantaine de picofarads, mais différents facteurs peuvent augmenter cette capacité, par exemple des câbles d'allumage blindés pour des raisons d'antiparasitage, ou un éventuel contact entre un câble secondaire et la masse du moteur. Evidemment, à cause de la capacité propre de chacun des câbles, la perte d'énergie est d'autant plus élevée que les liaisons des circuits secondaires sont plus longues. Nous avons représenté, à la **figure 10,** la tension au secondaire de la bobine, en fonction des capacités parasites qui y sont branchées. La valeur maximale, notée 100 %, est celle que l'on observe avec un circuit en bon état et une capacité de 50 picofarads.

Une deuxième cause de perte d'énergie est l'existence d'éventuelles résistances de fuites. Elles sont dues, par exemple, aux résidus de combustion qui se déposent sur le bec de l'isolant de la bougie, et dérivent ainsi, vers la masse, une partie de la tension appliquée à l'électrode centrale. Toujours dans un circuit en bon état, on peut estimer à environ 5 MΩ, la valeur de la résistance de fuite. Mais là encore, une diminution due soit aux résidus de combustion dont nous venons de parler, soit à l'humidité s'étant déposée sur différentes pièces du circuit, peut conduire à une diminution très rapide de la résistance. La courbe de la **figure 11** illustre l'influence de ce phénomène.

L'avance à l'allumage

Dans un moteur à explosion, le temps moteur débute au moment où le piston passe par le point mort haut (**fig. 12**). Pour un rendement optimal, il convient que la pression du mélange gazeux, c'est-à-dire sa température, atteigne son maximum très peu de temps après le passage par le point mort haut. Or, entre le jaillissement de l'étincelle, c'est-à-dire le début d'inflammation des gaz contenus dans la chambre de combustion, et la combustion complète de ces gaz, il s'écoule un délai dont l'ordre de grandeur peut être estimé à environ 2 ms. On doit donc tenir compte de ce retard, et provoquer le début de l'allumage du mélange gazeux avec un peu d'avance sur le passage du piston par le point mort haut. Cette avance à l'allumage, reportée sur le villebrequin qui commande la bielle, peut être traduite en terme angulaire. La **figure 12** définit clairement l'angle α, angle d'avance.

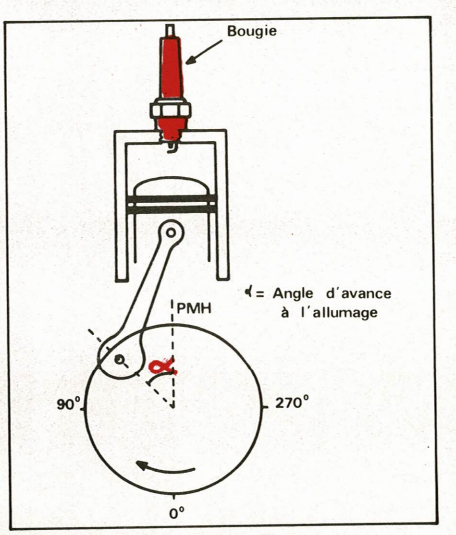


Fig. 12

Il importe, pour chaque moteur, de régler très soigneusement la valeur de α. En effet, si l'étincelle jaillit trop tôt, le piston est fortement freiné dans sa

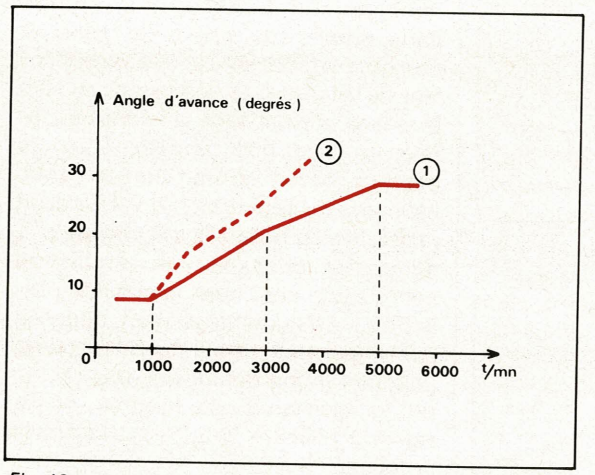


Fig. 13

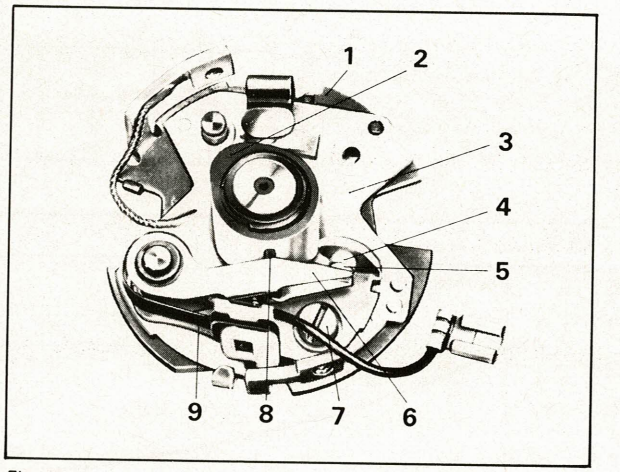


Fig. 17

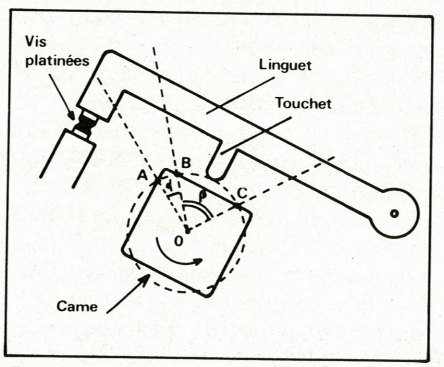


Fig. 14

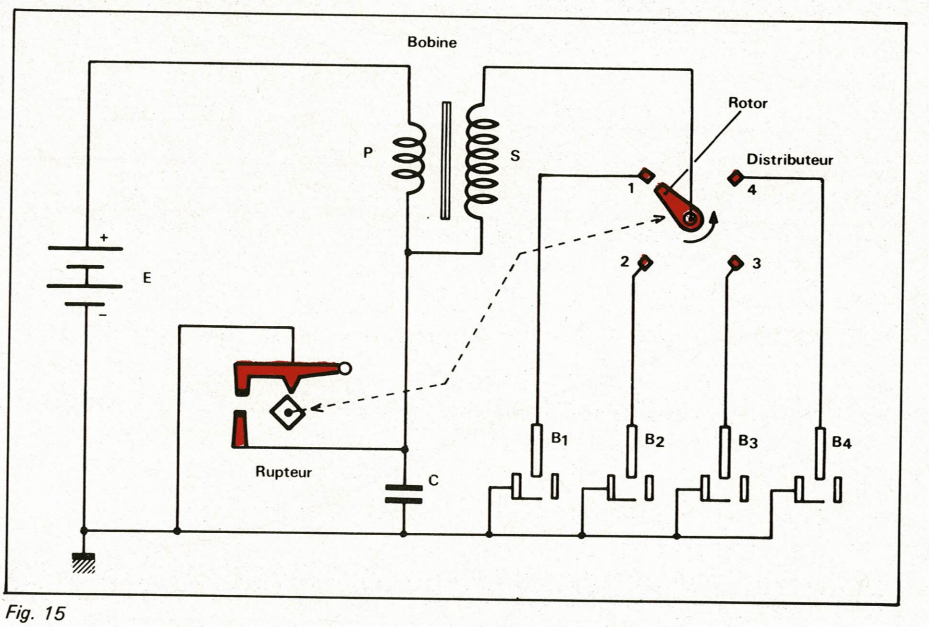


Fig. 15

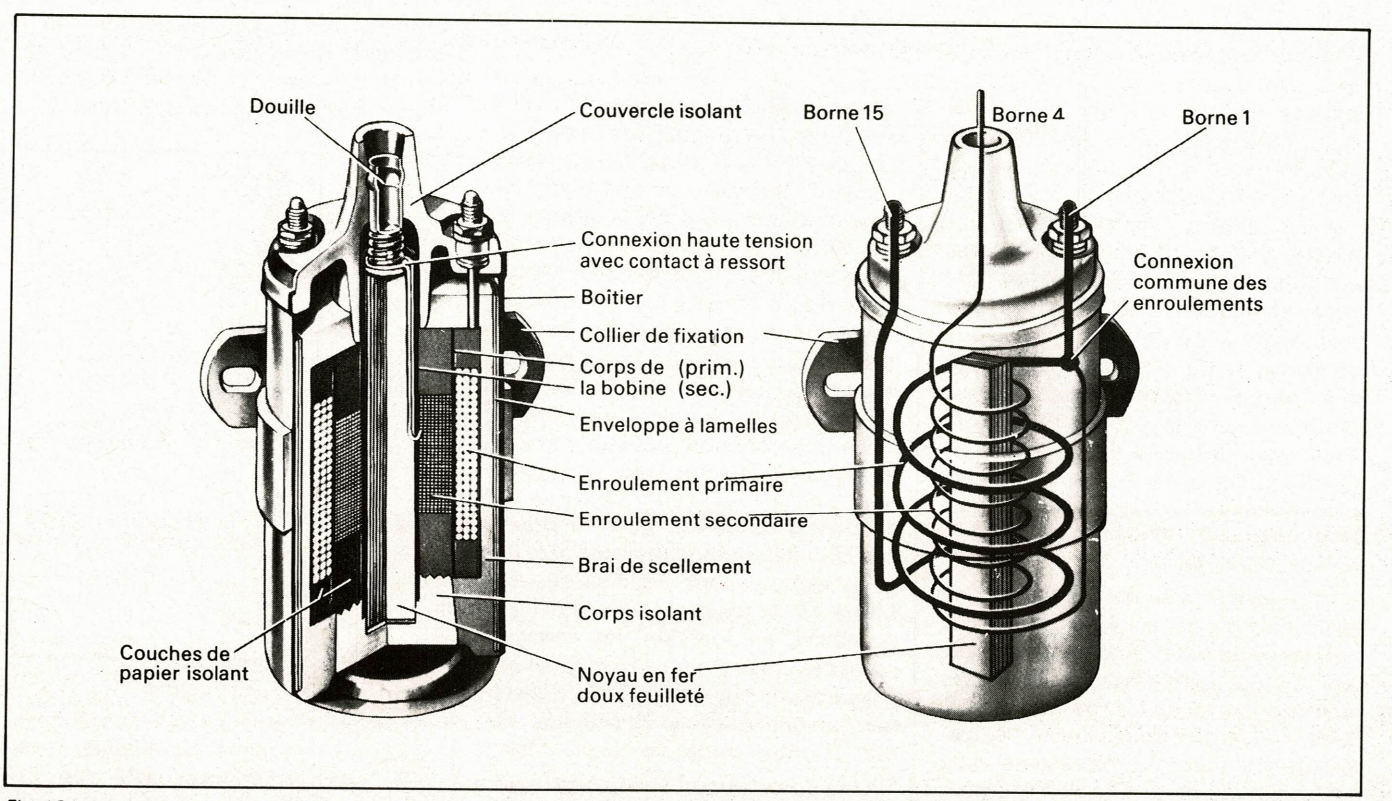


Fig. 16

course ascendante par les gaz qui ont déjà tendance à se dilater. Au contraire, si l'étincelle jaillit trop tard, la combustion ne commence qu'après le point mort haut, et il y a perte de puissance.

Si le délai d'inflammation totale du mélange gazeux peut être considéré comme à peu près fixe, il n'en va pas de même du temps que met le moteur pour parcourir l'angle α. Ce temps, en effet, diminue avec la vitesse. Afin de respecter un délai d'environ 2 ms constant entre le jaillissement de l'étincelle et la combustion totale, il convient donc d'augmenter la valeur de α lorsque le moteur tourne de plus en plus vite. La **figure 13,** où on a représenté en ordonnées les angles d'avance en fonction de la vitesse de rotation du moteur, est un exemple typique de courbe de variation de l'angle α avec cette vitesse (courbe 1, **fig. 13**). Différents systèmes sont utilisés dans la pratique pour ce réglage automatique de l'avance. Ils font appel soit à la force centrifuge qui ne dépend que de la vitesse de rotation du moteur, soit à la dépression qui est fonction de la charge appliquée. En général, le dispositif d'avance centrifuge est prédominant, et le dispositif faisant appel à la dépression apporte simplement une correction en fonction des variations de la charge.

Il convient toutefois de ne pas dépasser une certaine valeur pour l'angle d'avance α. En effet, l'autoallumage du mélange gazeux, dû à la simple élévation de température, risque de provoquer une inflammation spontanée avant le jaillissement de l'étincelle. Les chocs brutaux qui en résultent conduisent au phénomène couramment connu sous le nom de cliquetis. La tendance au cliquetis, d'ailleurs, ne dépend pas que du moteur, mais de la nature du carburant utilisé. Pour éviter l'inflammation spontanée, on doit ajouter au carburant de base des composés antidétonants, tels que le plomb tétraéthyle. On caractérise le pouvoir antidétonant d'un carburant par son indice d'octane, qui est d'autant plus élevé que le pouvoir antidétonant est plus marqué.

Jusqu'à présent, dans tous nos schémas, nous avions symbolisé le rupteur par un simple interrupteur, qui ne tenait compte ni du mécanisme réel de fonctionnement, ni du nombre de cylindres du moteur concerné. La **figure 14** explicite schématiquement la structure réelle d'un rupteur dans le cas d'un moteur à quatre cylindres. Une came, de section sensiblement carrée (sa forme est, en réalité plus douce que celle que nous avons schématisée) tourne autour d'un axe O. Elle est entraînée, par l'intermédiaire d'un train d'engrenage, à partir de l'arbre moteur. Le linguet du rupteur, équipé d'un toucheau, est écarté à chaque passage sur un bossage de la came, et ouvre ainsi le contact du rupteur, matérialisé par les deux vis platinées. Dans un moteur à quatre cylindres, le cycle d'allumage de l'un des cylindres occupe une rotation de 90° de la came de la **figure 14.** Entre les points A et B, le toucheau du linguet prend contact avec le bossage de la came. Les vis platinées sont alors ouvertes. Au contraire, entre les points B et C, le contact étant perdu, les vis platinées, donc le rupteur, sont fermées. On appelle α l'angle d'ouverture et ß l'angle de fermeture. Puisque, dans le cas choisi, c'est-à-dire celui d'un moteur à quatre cylindres, un cycle d'allumage correspond à une rotation de 90 ° de la came du rupteur, on peut directement graduer les diagrammes de la **figure 6** en angle de la rotation de cette came. On voit, dans l'exemple de la **figure 6,** que l'ouverture correspond à un angle α de 35° et la fermeture à un angle β de 55°. On appelle alors α et β les angles d'ouverture et de fermeture du rupteur, qu'il ne faut pas confondre avec l'angle d'avance défini par rapport au vilebrequin dans le schéma de la **figure 12.**

Naturellement, l'angle total correspondant au cycle d'allumage d'un cylindre dépend du nombre de cylindres du moteur. Il ne serait plus, par exemple, que de 60 ° dans un moteur à six cylindres. Pour cette raison on préfère définir le dwell, grandeur qui caractérise non pas directement les angles d'ouverture et de fermeture, mais leur rapport exprimé en pourcentage. On a alors :

$$\text{dwell} = \frac{\beta}{\alpha + \beta} 100$$

Dans l'exemple de la **figure 6,** le dwell serait :

$$\frac{100 \times 55}{90} = 61\,\%$$

Technologie des circuits d'allumage

Commençons par rappeler le principe de la distribution des étincelles aux différentes bougies d'un moteur à plusieurs cylindres. La **figure 15** illustre le cas de quatre cylindres.

On y reconnait les circuits déjà analysés, qui comprennent le rupteur, la bobine, le condensateur d'allumage. La haute tension disponible au secondaire de la bobine est appliquée à une pièce mobile entraînée en rotation, en synchronisation avec la came du rupteur. Cette pièce s'appelle le rotor du distributeur. Elle passe successivement devant les plots 1, 2, 3, 4 à chaque ouverture des vis platinées du rupteur. Le rotor est alors suffisamment proche du plot correspondant pour que l'espace qui les sépare n'offre aucun obstacle au passage de l'énergie à haute tension, qui est donc transmise vers l'électrode de la bougie.

Pour des raisons technologiques, le secondaire de la bobine est branché de telle façon que l'électrode centrale de la bougie soit négative par rapport à l'électrode reliée à la masse. De la sorte, les électrons sont émis par cette électrode centrale, et progressent plus facilement vers l'électrode de masse.

La bobine se présente, dans la pratique comme un autotransformateur, c'est-à-dire que les enroulements primaires et secondaires présentent un point commun. La **figure 16,** que nous empruntons à une documentation technique étudiée par les Etablissements Bosch, explicite la structure interne de la bobine. Celle-ci comporte un noyau linéaire en fer doux feuilleté, autour duquel sont enroulés le primaire à l'extérieur et le secondaire à l'intérieur. La photographie de la **figure 17** montre le détail de constitution d'un rupteur. Enfin, dans la **figure 18,** toujours empruntée à la documentation précédemment citée, on trouvera une vue éclatée de l'ensemble rupteur-distributeur, avec le pignon d'entraînement qui permet de le raccorder à l'arbre moteur.

Les problèmes technologiques qui se posent aux constructeurs sont si nombreux que nous ne saurions ici les passer tous en revue. Nous nous attacherons uniquement à celui qui concerne les contacts du rupteur, c'est-à-dire les vis platinées. A chaque ouverture du circuit, et malgré la présence du condensateur d'allumage, une étincelle jaillit entre ces vis. Cet arc s'accompagne d'un phénomène de transfert de matière. Du métal, provenant du contact positif lié au linguet, est transporté sur le contact négatif fixe. Ainsi, peu à peu, un cratère se forme dans la première vis platinée, tandis que la deuxième se déforme par naissance d'une protubérance métallique. Cette altération des contacts du circuit primaire augmente sa résistance, et diminue par conséquent le rendement de l'allumage.

Toujours dans le rupteur le toucheau du linguet, frottant périodiquement sur la came, s'use. Il en résulte par conséquent une diminution de sa longueur, ce qui réduit progressivement l'écartement des contacts et augmente l'angle de came. L'un des remèdes consiste à diminuer l'intensité qui passe dans le

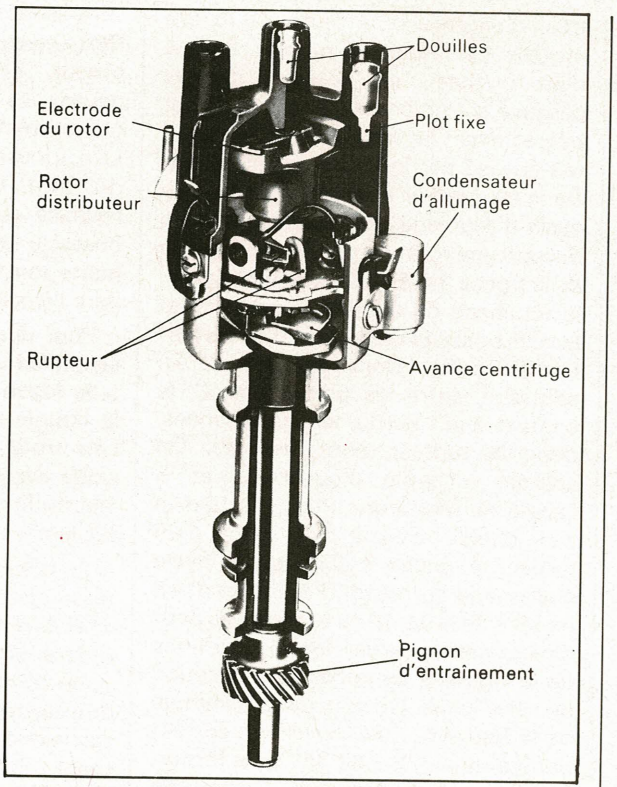


Fig. 18

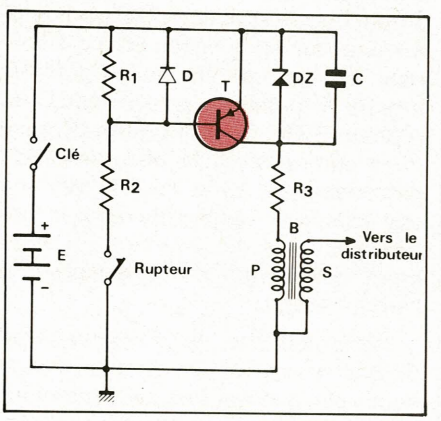


Fig. 19

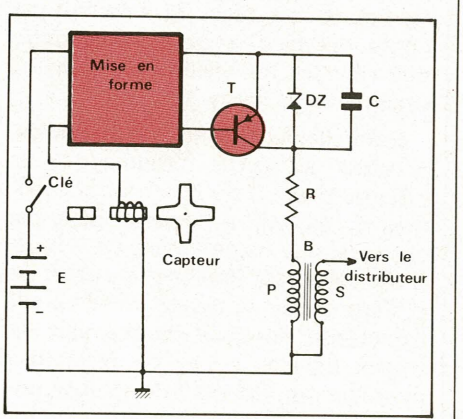


Fig. 21

circuit primaire, et c'est ce qui va nous conduire à la première version des allumages électroniques, c'est-à-dire de l'allumage transistorisé avec rupteur.

Allumage à transistor et rupteur

L'une des réalisations possibles est, schématiquement représentée, celle de la **figure 19**. Après fermeture de la clé de contact qui met en service la batterie, le courant traversant le primaire de la bobine est maintenant fourni par le transistor T, et traverse l'espace émetteur-collecteur de ce composant.

Le transistor T travaille en interrupteur, c'est-à-dire qu'il passe alternativement du blocage à la saturation, remplaçant ainsi respectivement un rupteur ouvert, ou un rupteur fermé. Dans ce dispositif d'allumage, le rupteur existe toujours, mais il sert simplement à commuter la polarisation de la base du transistor, à travers le pont diviseur constitué par les résistances R_1 et R_2. Lorsque le rupteur est ouvert, il n'existe aucune différence de potentiel aux bornes de R_1, et le transistor T est bloqué. Par contre, à la fermeture du rupteur, le pont R_1 R_2 polarise la base, et le transistor T conduit à la saturation. On notera, sur le schéma de la **figure 19**, la présence de quelques composants supplémentaires. D'abord la résistance R_3 : celle-ci sert de protection contre les surintensités. On s'arrange même pour que sa valeur augmente avec la température, grâce à quoi le courant qui traverse le primaire est plus grand dans un moteur froid, donc au démarrage, que dans un moteur chaud, c'est-à-dire : ayant atteint son régime de croisière. Une diode Zener Dz et un condensateur C, branchés en parallèle dans l'intervalle émetteur-collecteur du transistor, protègent ce dernier contre d'éventuelles surtensions. Dans le circuit de base, il en est de même de la diode D.

Commande magnétique sans contact

Le principal avantage, et même la raison d'être, du circuit de la **figure 19**, était de diminuer l'intensité traversant les contacts du rupteur. Electroniquement parlant, en choisissant pour T un gain en courant élevé, on pourrait aller très loin dans cette voie ; malheureusement des raisons technologiques obligent à maintenir, dans le circuit du rupteur, une intensité voisine de l'ampère. En effet, l'arc qui éclate entre les vis platinées, à chaque ouverture, n'a pas qu'un rôle néfaste : il permet de brûler les dépôts de graisse qui se forment inévitablement, et augmenteraient la résistance de contact.

Le dispositif suivant, illustré par les **figures 20 et 21** élimine totalement ce problème. Le principe repose sur l'élaboration des impulsions de commande de la base du transistor T sans utilisation de dispositif mécanique. A cet effet, une bobine, placée dans le champ d'un aimant permanent (**fig. 20**) est équipée d'un noyau magnétique. Devant cette bobine, tourne un rotor en forme de croix, qui est entraîné par l'arbre moteur. A chaque passage d'une branche de la croix devant la bobine, une impulsion de tension ou de courant est transmise par celle-ci entre les points a et b.

L'ensemble de la **figure 21** montre alors la totalité du circuit d'allumage. On y retrouve une partie des éléments de la **figure 19**.

L'impulsion élaborée dans le capteur électromagnétique est d'abord mise en forme dans des circuits électroniques, avant son application à la base du transistor.

On pourrait d'ailleurs concevoir d'autres systèmes d'allumage sans contact, par exemple en faisant appel à une diode photosensible dont on ferait varier l'éclairement à l'aide d'un secteur commandé par la rotation du moteur.

Allumage à décharge de condensateur

Les circuits d'allumage dont nous allons maintenant étudier le principe, diffèrent fondamentalement dans leur principe de ceux qui ont été examinés dans les chapitres précédents. Pour

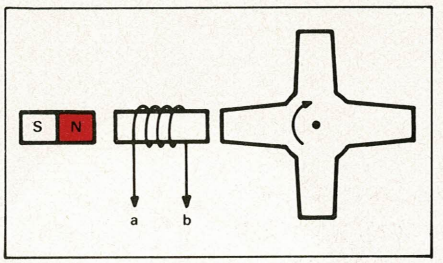


Fig. 20

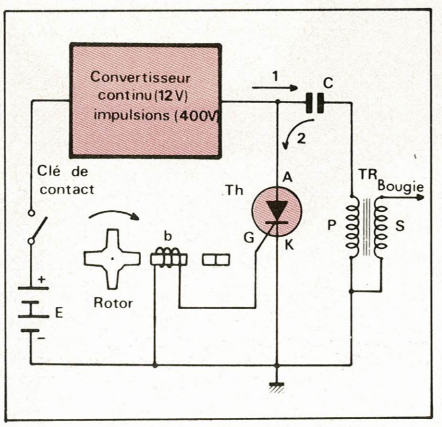


Fig. 22

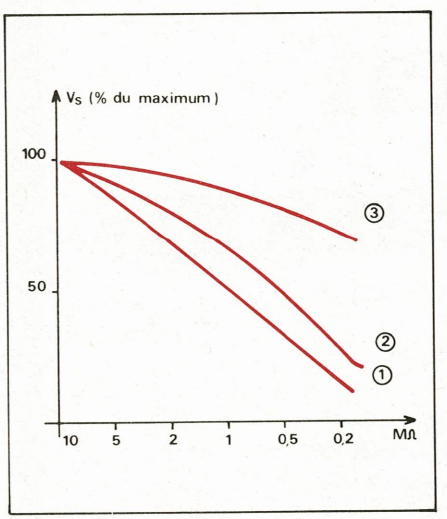


Fig. 24

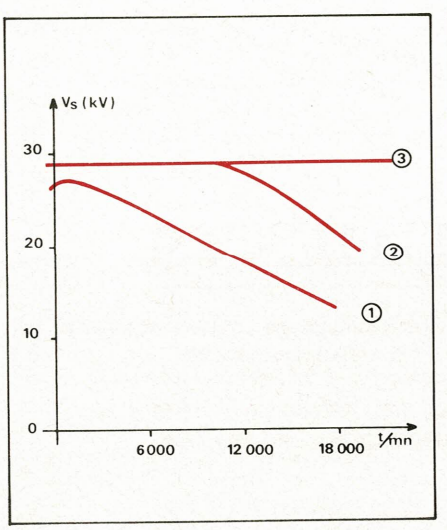


Fig. 23

tous ces derniers, en effet, l'énergie finalement retransmise à l'étincelle qui jaillit entre les électrodes de la bougie, avait été accumulée sous forme d'énergie magnétique dans la bobine d'induction. Dans les dispositifs d'allumage à condensateur, c'est le condensateur qui sert de réservoir d'énergie.

La **figure 22** montre alors la structure générale d'un tel dispositif. Une fois fermée la clé de contact, la batterie, qui délivre une tension continue, alimente un convertisseur. A la sortie de ce dernier, on retrouve des impulsions dont l'amplitude atteint, en général, environ 400 V. Ces impulsions chargent le condensateur **C,** le circuit se refermant par l'enroulement primaire du transformateur **TR**. Dans cette première phase, le sens du courant est donc celui de la flèche 1. Il faut bien remarquer que **TR** n'est pas une bobine d'induction au sens précédemment entendu, mais un simple transformateur élévateur qui permet de disposer d'une tension de l'ordre de 30 kV aux bornes de son enroulement secondaire. Pendant cette phase de charge, le thyristor **Th** est bloqué puisque, sa gachette est portée au même potentiel que sa cathode à travers l'enroulement de la bobine **b.**

Il existe plusieurs procédés de déclenchement du thyristor. Les uns peuvent utiliser des contacts mécaniques par l'intermédiaire d'un rupteur. Dans la **figure 22,** nous avons montré un exemple de déclenchement sans contact à l'aide d'une bobine d'induction, ainsi qu'il a été déjà étudié précédemment.

Lors de chaque passage d'une pale du rotor, qui est mécaniquement couplé à la rotation du moteur, devant la bobine d'induction **b**, une impulsion positive est envoyée sur la gachette du thyristor. Celui-ci passe alors du blocage à la conduction, et décharge très rapidement le condensateur **C**, le courant suivant alors le trajet indiqué par la flèche 2. Cette décharge étant rapide, un courant de forte intensité traverse le primaire **P** du transformateur.

Au secondaire, on retrouve donc une impulsion de tension élevée.

La principale supériorité du dispositif d'allumage par condensateur réside dans la rapidité d'établissement de la haute tension au secondaire. Le maximum est atteint au bout d'un délai d'environ 300 μs, contre 1,5 ms pour les dispositifs à bobine. Grâce à cette rapidité, les courants de fuites n'ont pas le temps de s'établir à travers les dérivations constituées par les dépôts de combustion sur les isolants de la bougie. Il en résulte un meilleur rendement, donc une étincelle extrêmement puissante.

Comparaison des systèmes d'allumage

Les courbes des **figures 23 et 24** résument les différences essentielles dans les résultats obtenus avec les systèmes d'allumage par bobine, mécaniques ou transistorisés, et avec le système d'allumage par condensateur.

Les courbes de la **figure 23** montrent les pertes de tension au secondaire de la bobine, correspondant à l'accroissement de régime de rotation du moteur. La courbe 1 est celle d'un allumage classique à bobine et rupteur. On voit que ce type d'allumage, et à condition qu'il soit en bon état, est satisfaisant pour des vitesses de rotation ne dépassant pas 6000 tours par minute. Au-delà, la perte de tension est extrêmement rapide. La courbe 2 est celle d'un allumage transistorisé, mais toujours avec bobine. On peut atteindre cette fois, sans perte de tension secondaire des vitesses de rotation de l'ordre de 12 000 tours par minute. Mais la qualité du dispositif suppose toujours son parfait entretien, et en particulier l'absence de toute perte au secondaire. Enfin on voit la supériorité évidente du système d'allumage par condensateur, auquel correspond la courbe 3 de la **figure 23**. La tension secondaire se maintient constante, de l'ordre de 25 à 30 kV jusqu'aux alentours de 20 000 tours par minute.

Les courbes 1, 2 et 3 de la **figure 24** relatives aux trois types de systèmes d'allumage que nous venons de citer, indiquent l'influence des pertes causées par dérivation dans des résistances parasites en parallèle sur le circuit secondaire. La tension de sortie y est donnée en pourcent de sa valeur maximale, supposée obtenue pour une résistance de fuite de l'ordre d'une dizaine de MΩ, qui suppose un circuit en parfait état. Alors que les allumages par bobines, classiques ou transistorisés, montrent cette fois des performances sensiblement voisines, on constate que l'allumage à décharge de condensateur, pour les raisons que nous avons citées précédemment, se révèle très nettement supérieur.

R. Rateau

Maître-assistant.
Faculté des Sciences
Paris VI

la mesure en télécommunications

Salon International des Composants Electroniques
Paris 3 - 8 Avril 1978 - Allée 5 - Stand 9

opp conseil 1192

Catalogue mi 78 - en Français - sur demande au service-lecteurs

mi MARCONI INSTRUMENTS

Marconi instruments · 32 avenue des Ecoles · 91600 Savigny-sur-Orge · France · Tél : 996.03.86 · Télex : 600541 F
Toulon (83) : Dimel · Tél : (15.94) 41.49.63 - Rennes (35) : Soredia · Tél : (16.99) 50.50.29
Marconi Instruments Limited · Longacres · St. Albans · Hertfordshire · Angleterre AL4 OJN - Tel: (0727) 59292 - Telex: 23350
Marconi Electronics Inc · 100 Stonehurst Court · Northvale · New Jersey 07647 USA · Tél: (201) 767-7250 · Twx: 710-991-9752
Marconi Messtechnik GmbH · 8000 München 21 Jörgstrasse 74 · R.F.A. · Tel: (089) 58 20 41 · Telex: 5 212642
Membre du Groupe GEC - Marconi Electronics

Schémathèque

A l'instar des triggers de Schmitt, objet de notre précédente étude (voir « Électronique Applications » n° 4), les bascules d'Eccles-Jordan sont des circuits bistables. Leur sortie, par conséquent, évolue entre deux états, que l'on peut qualifier, en utilisant la notation binaire, 0 et 1. L'un ou l'autre de ces états, perdure tant qu'aucune commande, appliquée à l'entrée ou à l'une des entrées, ne vient provoquer le basculement du système.

Les bascules d'Eccles-Jordan

La différence essentielle, entre le trigger de Schmitt et la bascule d'Eccles-Jordan, vient de ce que celle-ci, à l'encontre de celle-là, est commandée par des impulsions brèves, et non par le franchissement plus ou moins rapide de deux seuils.

Comme dans la précédente étude déjà citée, nous commencerons notre analyse par l'examen d'un schéma très classique, mettant en œuvre deux transistors de même polarité. Il nous sera prétexte à une investigation théorique du fonctionnement. Ayant ensuite passé en revue plusieurs variantes de ce schéma de base, qui se distingueront notamment par l'adoption d'une entrée unique, ou de deux entrées de commande distinctes, nous montrerons comment, à partir de circuits intégrés soit logiques, soit du type amplificateur opérationnel, il est possible de concevoir différents modèles de bascule.

Bascule à deux transistors bipolaires et à entrée unique

Le schéma de la **figure 1** repose sur l'utilisation de deux transistors de type NPN. On le convertirait aisément à des transistors PNP en inversant toutes les polarités du montage. Chacun des transistors, dont les émetteurs sont directement liés à la masse, a son collecteur chargé par une résistance : R_1 pour le transistor T_1, et R_2 pour le transistor T_2.

Un couplage continu est établi entre chaque collecteur et la base de l'autre transistor, à l'aide d'un diviseur de tension mettant en jeu deux résistances. Celles-ci sont notées R_3 et R_4 pour le couplage entre le collecteur de T_2 et la base de T_1 ; elles sont notées R_5 et R_6 pour le couplage entre le collecteur de T_1 et la base de T_2. Nous négligerons, pour l'instant, l'existence des condensateurs C_1 et C_2 dont le rôle apparaîtra plus tard. L'entrée, unique, s'effectue à travers le condensateur C_3.

A la mise sous tension, et à cause des dissymétries inévitables du montage, l'un ou l'autre des transistors T_1 ou T_2 entre plus vite en conduction que l'autre. Supposons, par exemple, qu'il s'agisse de T_1. Par les réactions positives qu'établissent les couplages continus entre collecteurs et bases, cette dissymétrie entraîne un effet d'avalanche. Très rapidement, T_1 passera à la saturation, alors que T_2 sera maintenu au blocage. La situation du montage est alors celle que décrivent les cinq diagrammes de la **figure 2**,

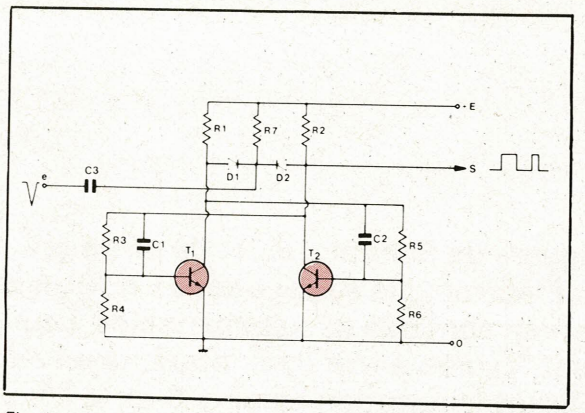


Fig. 1

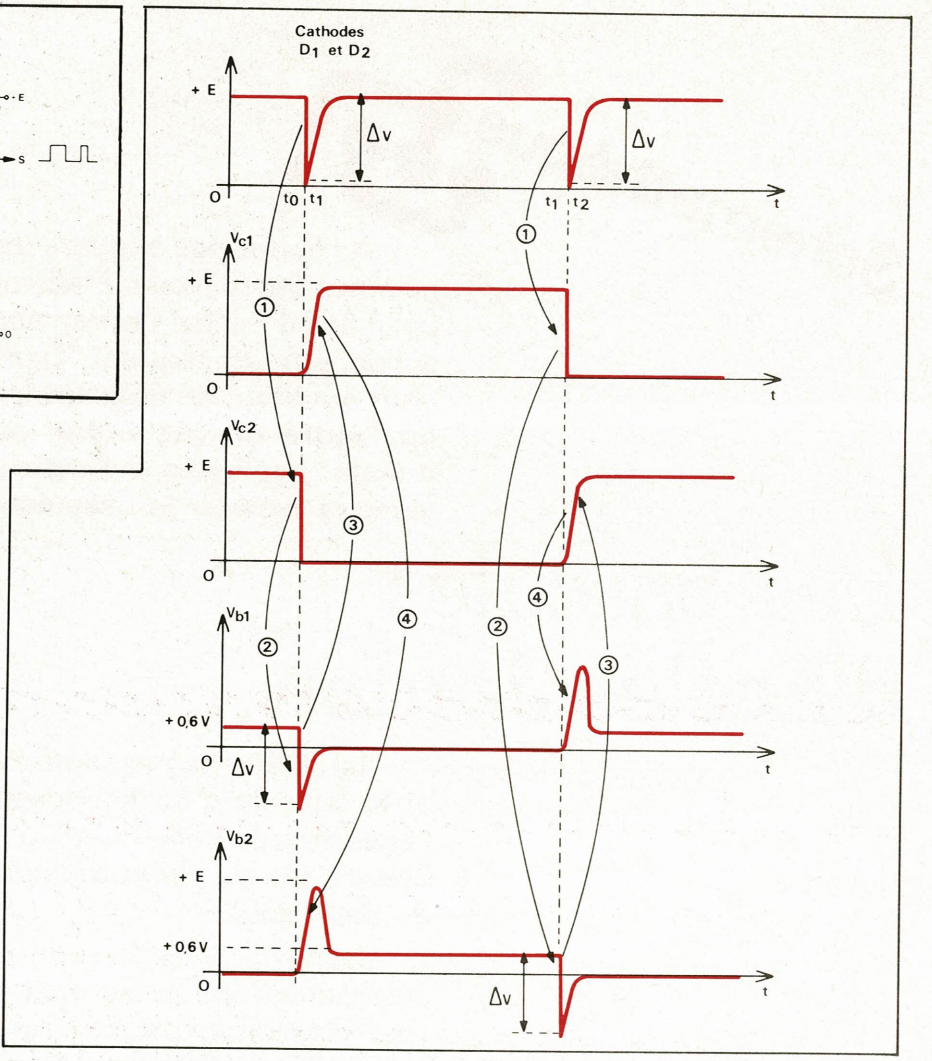


Fig. 2

antérieurement à l'instant t_1. Le point commun aux cathodes des deux diodes D_1 et D_2 est maintenu au potentiel + E de l'alimentation. Puisque le transistor T_1 est bloqué, son potentiel de collecteur, Vc_1, est très voisin de la masse. Par contre, le potentiel Vc_2 du collecteur de T_2 bloqué, égale la tension + E d'alimentation. Les deux transistors étant supposés au silicium, on trouve sur la tension de base de T_1, conducteur, une tension Vb_1 d'environ + 0,6 V, tandis que la tension Vb_2 de la base de T_2 est pratiquement nulle.

A l'instant T_1, appliquons à l'entrée du montage, à travers le condensateur C_3, une impulsion négative d'amplitude ΔV, et de front descendant extrêmement raide. Par l'intermédiaire de la diode D_2, cette impulsion est intégralement transmise au collecteur du transistor T_2, comme le montre la flèche 1. De là, elle est également transmise à la base du transistor T_1 (flèche 2), partiellement par le diviseur R_3R_4, mais intégralement par le condensateur C_1 pour ce qui concerne le flanc de descente. La variation ΔV du potentiel de la base de T_1 est égale à l'amplitude de l'impulsion d'entrée. Si celle-ci est suffisante, Vb_1 devient négatif. Cette situation entraîne alors, comme le montre la flèche 3, le blocage du transistor T_1 dont le potentiel de collecteur Vc_1 passe au niveau de la tension de l'alimentation +E. Grâce au pont R_5R_6, et surtout au condensateur C_2, la remontée du potentiel Vc_1 est intégralement transmise à la base du transistor T_2, comme le montre la flèche 4. Dans ces conditions, c'est T_2 qui devient conducteur, alors que T_1 se bloque.

On voit donc le rôle essentiel joué par les condensateurs C_1 et C_2. Grâce à eux la transition provoquée par l'impulsion d'entrée est intégralement transmise à la base de Vb_1, et assure le blocage instantané de ce transistor. A l'impulsion négative d'entrée suivante, c'est-à-dire à l'instant t_2 des diagrammes de la **figure 2**, le même mécanisme se reproduit, mais joue cette fois de façon croisée sur les transistors T_1 et T_2. Nous avons utilisé pour les flèches 1, 2, 3 et 4, les mêmes notations que celles retenues pour l'instant t_1.

La **figure 3** résume les différentes phases de l'évolution du montage bistable. On y voit que chaque impulsion négative d'entrée, quel que soit l'instant auquel elle se présente, détermine un basculement faisant passer l'un ou l'autre des transistors du blocage à la saturation.

Les diodes D_1 et D_2 ne sont pas rigoureusement indispensables au fonctionnement. Elles ne jouent, en tout cas, pas le rôle d'aiguillage qu'on est parfois tenté de leur attribuer. Par contre, elles servent, dès que le basculement a commencé, à isoler le collecteur dont la tension décroît de l'entrée d'arrivée des impulsions.

Pour assurer un blocage plus franc des transistors, on réunit parfois les résistances R_4 et R_6 à une tension annexe négative par rapport à la masse. Cette complication peut être évitée en adoptant le montage de la **figure 4**. Comme l'un ou l'autre des transistors T_1 ou T_2 est bloqué, un courant traverse en permanence la résistance R_8. L'ensemble des deux émetteurs est donc porté à un potentiel positif par rapport à la masse, ce qui revient au même que de polariser négativement la base du transistor bloqué. Pour éviter les variations de potentiel d'émetteurs qui surviendraient lors des régimes transitoires, c'est-à-dire pendant le basculement du montage, on branche en parallèle sur R_8 un condensateur C_4.

Variantes de bascules à entrée unique

Dans les schémas des **figures 1 et 4**, les impulsions négatives de déclenchement étaient appliquées sur les collecteurs des deux transistors. Il est possible, comme le montre la **figure 5**, de déclencher le basculement du bistable en appliquant ces mêmes impulsions sur les bases de T_1 et T_2. Nous ne nous étendrons pas sur le fonctionnement détaillé du montage de la figure 5, qui ressemble de très près à celui de la figure 1 et à celui de la figure 4.

On notera simplement le mode de polarisation des cathodes de D_1 et D_2, qui sont réunies au point commun d'un

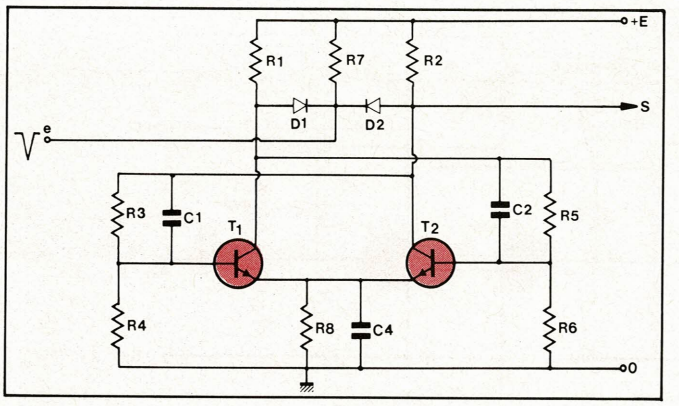


Fig. 4

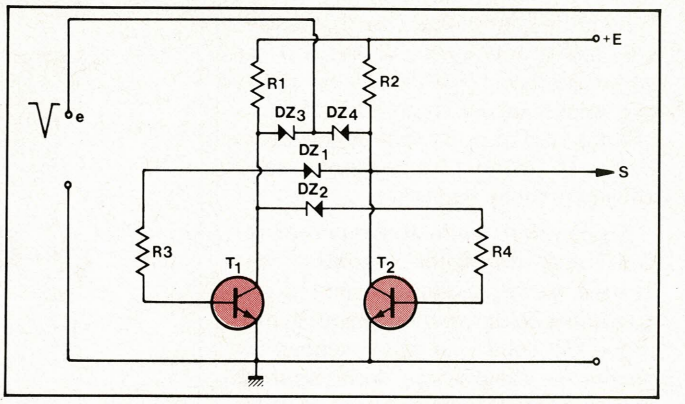


Fig. 6

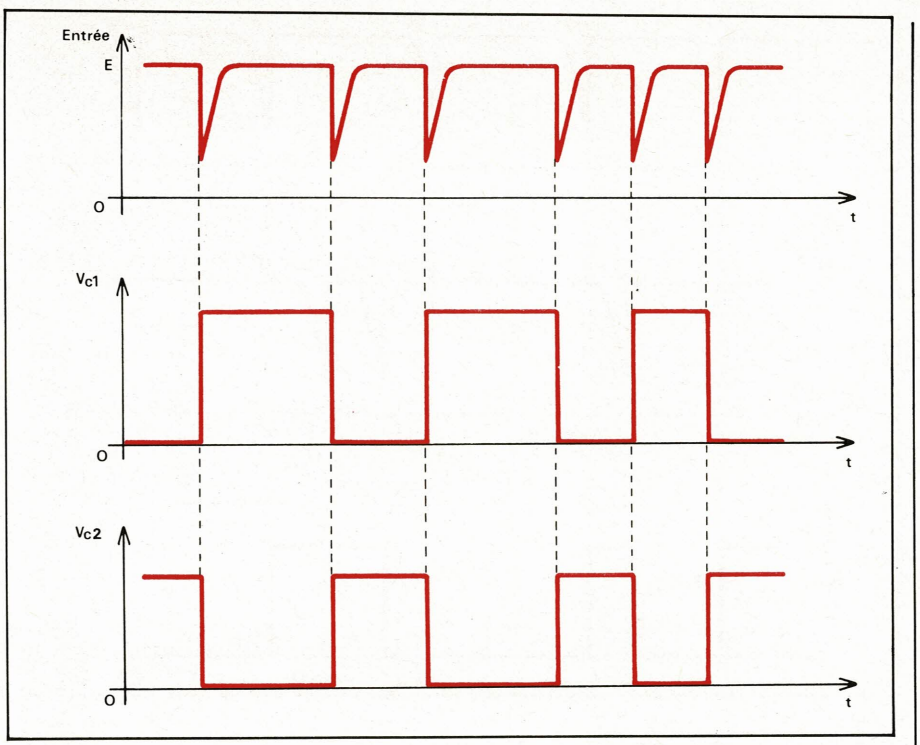


Fig. 3

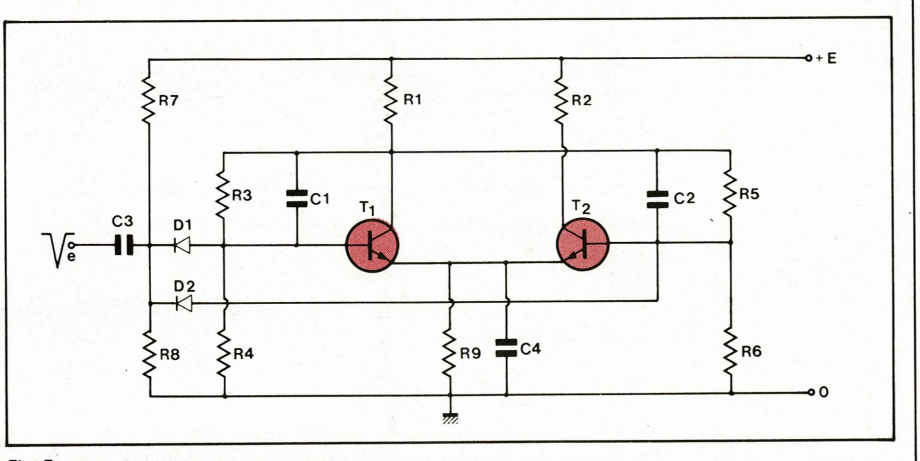


Fig. 5

diviseur de tension constitué par les résistances R_7 et R_8.

La bascule de la **figure 6** met en jeu des diodes zéner dont la tension d'avalanche sera choisie légèrement inférieure à la tension d'alimentation + E. Supposons, alors, le transistor T_1 saturé, tandis que T_2 est bloqué. Dans ces conditions, la diode DZ_1 conduit en inverse à travers les résistances R_2R_3 et l'espace base-émetteur de T_1. La diode DZ_2 ne conduit pas, puisque le collecteur de T_1 et la base de T_2 sont sensiblement au potentiel de la masse. La diode DZ_3 conduit en sens inverse et la diode DZ_4 conduit dans le sens direct. Elles sont toutes les deux traversées par le même courant, qui suit le trajet R_2, DZ_4, DZ_3, et espace collecteur-émetteur de T_1.

Une impulsion négative, appliquée sur l'entrée e, parvient alors au collecteur de T_2, donc à la base de T_1, bloquant ce transistor. Un courant circule alors dans DZ_2 et sature le transistor T_2. Le montage bascule, dans l'attente d'une autre impulsion de commande.

Lès capacités non-apparentes, et qu'on devrait placer en parallèle sur DZ_1 et DZ_2, sont en fait, ici, les capacités parasites propres de ces diodes. Si elles ne suffisent pas à transmettre les flancs descendants des impulsions de commande, il est possible de les doubler par des condensateurs reliant le collecteur de chaque transistor à la base de l'autre.

Bascules à deux entrées

Pour certaines applications, il peut être utile de commander individuellement chacun des transistors de la bascule. Celle-ci possède alors deux entrées e_1 et e_2, destinées chacune à la transition, soit de l'état 0 vers l'état 1, soit de l'état 1 vers l'état 0. Une telle réalisation peut s'effectuer sous la forme du schéma de la **figure 7**.

On constate que ce schéma diffère finalement peu de celui de la **figure 1**, à l'exception de la séparation des commandes qui s'effectuent soit vers le condensateur C_3, c'est-à-dire l'entrée e_1, et cette fois sur la base du transistor T_1, soit à travers le condensateur C_4, sur l'entrée e_2, donc sur la base du transistor T_2. On pourrait évidemment concevoir une bascule à deux entrées attaquées par les collecteurs.

Supposons alors qu'on se trouve dans l'état où T_1 est saturé, tandis que T_2 est bloqué. Une impulsion négative, appliquée sur l'entrée e_1, donc sur la base de T_1, bloque ce transistor. Par le mécanisme déjà décrit, la remontée de potentiel de son collecteur est transmise partiellement par le diviseur R_5R_6, et totalement par le condensateur C_2, à la base de T_2, assurant ainsi l'entrée en conduction, puis la saturation de ce transistor. Le montage passe donc

dans le deuxième état, où T_1 est bloqué, tandis que T_2 est saturé. A partir de cet instant, toute impulsion négative, appliquée sur l'entrée e_1, ne pourrait que renforcer un état déjà obtenu. Elle est donc, finalement, sans influence sur le montage.

Au contraire, si on applique maintenant une impulsion négative sur l'entrée e_2, le système revient à son état initial selon un mécanisme symétrique de celui que nous venons de décrire. Le diagramme de la **figure 8** montre alors la correspondance entre les trains d'impulsions appliqués sur les entrées e_1 et e_2, et la situation du montage prélevée à la sortie S, c'est-à-dire sur le collecteur du transistor T_2. Deux impulsions successives, telles que I_1 et I_2, ou I_2 et I_3, provoquent chacune un basculement à condition qu'elles soient appliquées sur des entrées différentes. Par contre, deux impulsions successives appliquées sur la même entrée, telles que I_3 et I_4, sont telles que la deuxième n'agit pas.

Bascules à transistors complémentaires

Il est parfaitement possible de réaliser des bascules d'Eccles-Jordan en utilisant deux transistors T_1 et T_2, l'un de polarité NPN et l'autre de polarité PNP. La **figure 9** montre un exemple de ce type de réalisation. Ici, chacun des transistors est commandé par une impulsion appliquée sur sa base.

Dans cette version, les transistors T_1 et T_2 sont ou bien tous les deux saturés, ou bien tous les deux bloqués. Supposons, en effet, que T_1 conduise à la saturation. Par l'intermédiaire du diviseur de tension R_1R_2 qui charge ce collecteur, et de la résistance R_5, un courant sort de la base de T_2, qui est donc, lui aussi, conducteur. De la même façon, la chute de tension qui se produit alors aux bornes de R_4 polarise positivement la base de T_1, renforçant la saturation de ce premier transistor.

Supposons alors qu'une impulsion négative parvienne sur l'entrée e_1, à travers le condensateur C_3 et la diode D_1. La base de T_1 devenant provisoirement négative, le transistor se bloque, et la différence de potentiel aux bornes de R_1 s'annule. Ce phénomène entraîne, à son tour, le blocage du transistor T_2, et annule la différence de potentiel aux bornes de la résistance R_4. Il y a donc effet d'avalanche puisque, même après la disparition de l'impulsion de commande, la base de T_1 reste au potentiel de la masse. Toute autre impulsion négative envoyée sur l'entrée e_1 est, évidemment, maintenant sans effet, pour des raisons que nous avons déjà expliquées précédemment.

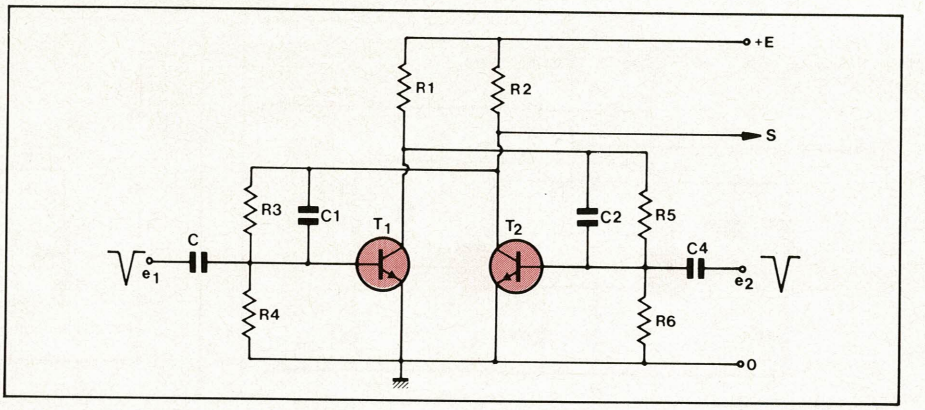


Fig. 7

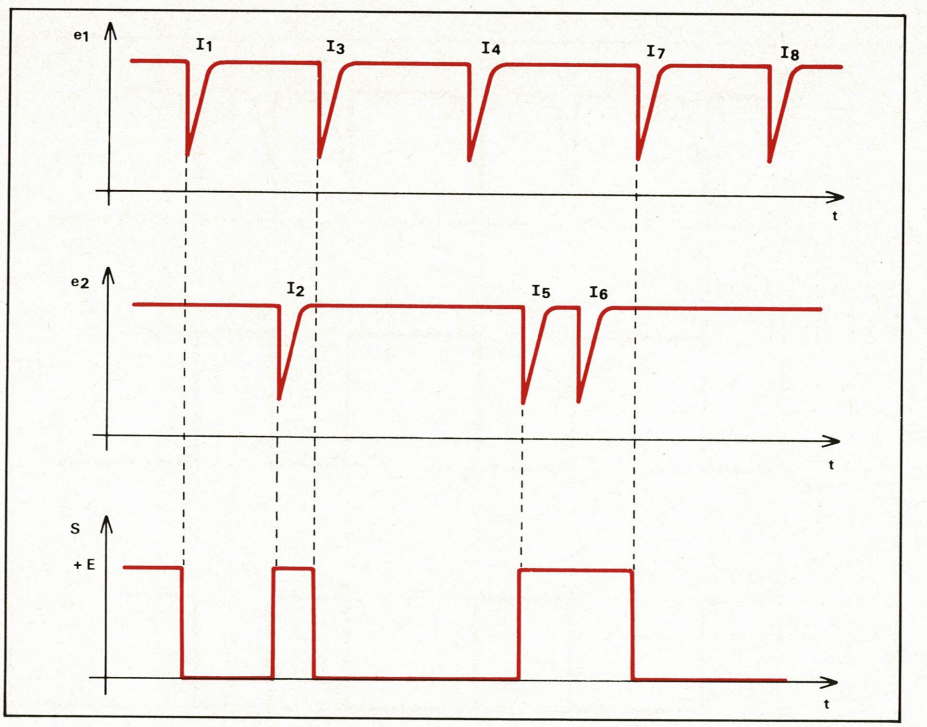


Fig. 8

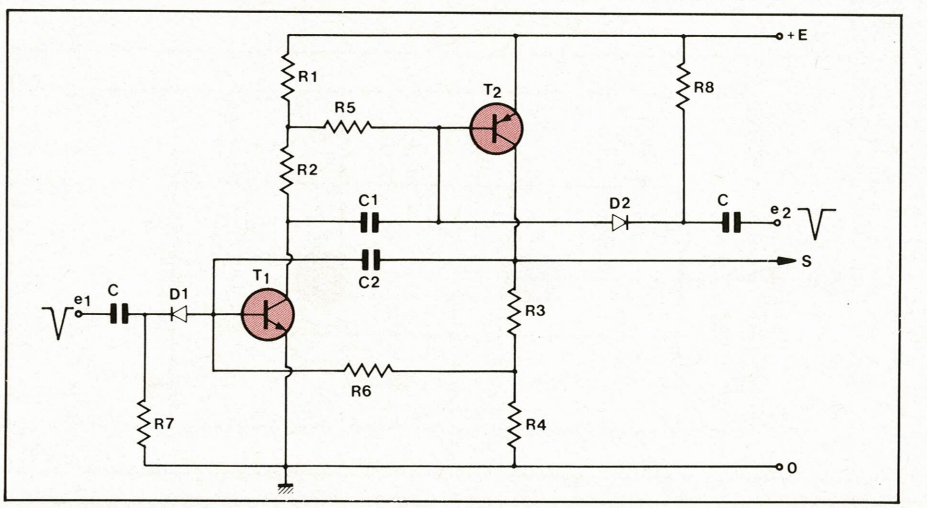


Fig. 9

Par contre, si nous appliquons une impulsion négative sur l'entrée e_2, elle parvient, à travers le condensateur C_4 et la diode D_2, sur la base du transistor T_2. Celui-ci est donc rendu conducteur. Par suite un courant circule à nouveau dans R_4, ce qui polarise positivement la base de T_1 et fait conduire cet autre transistor. Ainsi que précédemment, toute nouvelle impulsion appliquée à e_2 reste maintenant sans effet tant qu'un nouveau basculement n'aura pas été commandé par l'entrée e_1.

On notera la présence des condensateurs C_1 et C_2, de faible capacité, qui

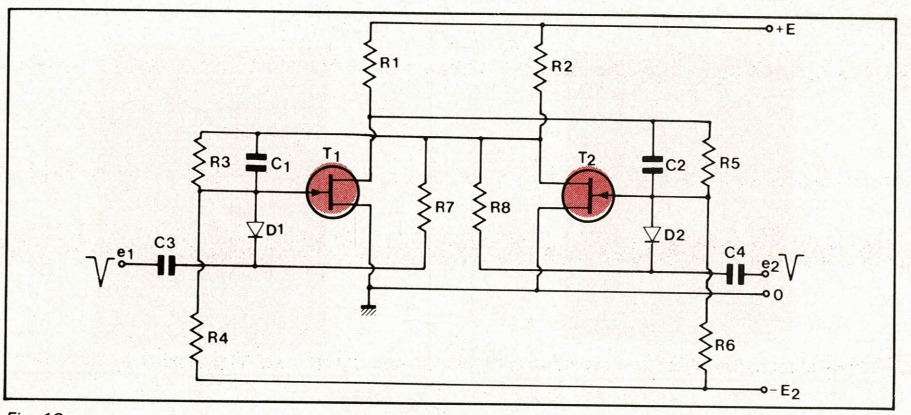


Fig. 10

assurent un couplage entre le collecteur de chaque transistor et la base de l'autre, favorisant ainsi la transmission des flancs raides des impulsions de commande, indispensable au mécanisme de basculement.

Utilisation des transistors à effet de champ

Bien que leur intérêt n'apparaisse pas aussi clairement que dans le cas des triggers de Schmitt ou des monostables, puisque les impulsions de commande peuvent toujours être délivrées à faible impédance, il est parfaitement possible d'utiliser deux transistors à effet de champ pour réaliser une bascule d'Eccles-Jordan. L'exemple que nous proposons est celui de la **figure 10,** qui comporte deux entrées de commande par les sources des FET. Le montage requiert, pour son fonctionnement, deux tensions, E_1 et E_2, de polarités opposées par rapport à la masse.

Supposons que, dans un premier état, ce soit le transistor T_1 qui conduise. Nous imposerons alors comme condition que T_2 soit au blocage. Pour cela, il faut que le potentiel appliqué sur sa porte soit inférieur à la tension de pincement $-V_p$. On y satisfait par le choix des résistances R_5 et R_6, à condition, bien entendu, que la source $-E_2$ soit elle-même inférieure à $-V_p$. Inversement, T_2 étant bloqué, aucun courant ne traverse la résistance R_2. Le drain du FET T_2 est donc porté au potentiel $+E_1$ de l'alimentation. Par l'intermédiaire du diviseur R_3R_4 une tension positive est alors appliquée sur la porte de T_1.

Examinons maintenant le mécanisme du passage de l'état dans lequel nous avions supposé le montage, à celui où T_1 serait bloqué et T_2 conducteur. Supposons, pour cela, qu'une impulsion négative d'amplitude suffisante soit appliquée sur l'entrée e_1. Elle parvient à la grille de T_1 à travers le condensateur C_3 et la diode D_1. Le potentiel de grille de T_1 diminuant, il en est de même du courant drain de ce transistor. Donc, le potentiel de drain augmente, et cette augmentation est retransmise à la grille de T_2, partiellement par le diviseur des résistances R_5 et R_6, et totalement, en ce qui concerne les transitions, par le condensateur C_2. Dans ces conditions, le transistor T_2 commence à conduire et son potentiel de drain diminue. Cette diminution est, elle aussi, retransmise à la grille de T_1 à travers R_3 et R_4 d'une part, et à travers C_1 d'autre part. A cause de l'effet d'avalanche, très rapidement la grille de T_1 devient suffisamment négative pour que ce transistor se bloque, tandis que T_2 passe à la conduction. On a ainsi obtenu le deuxième état du montage.

Il est bien évident que maintenant toute autre impulsion négative appliquée sur l'entrée e_1 reste totalement sans influence. En effet, elle ne pourrait que diminuer le potentiel de grille de T_1, déjà suffisamment négatif pour assurer le blocage. Pour commander le deuxième basculement, il faut appliquer une impulsion négative sur l'entrée e_2.

Réalisation de bascules à l'aide de portes logiques

Les portes NAND et les portes NOR surtout les premières, sont à la base des réalisations des basculeurs RS, très utilisées dans la technique des circuits de logique combinatoire. Or, ces basculeurs ne sont rien d'autre, finalement, que des bistables d'Eccles-Jordan.

Examinons, par exemple, le circuit de la **figure 11,** qui fait intervenir deux portes NAND. A la **figure 12,** nous rappelons la table de vérité de ce type de portes, dans le cas de deux entrées e_1 et e_2. La sortie ne prend le niveau 0 que si l'une et l'autre des entrées sont placées au niveau 1. Dans tous les autres cas, la sortie est au niveau 1. On peut aussi, en d'autres termes, dire que tout NAND dont l'une des entrées est maintenue au niveau 1, l'autre servant d'entrée active, se comporte comme un inverseur : le niveau 0 appliqué sur l'entrée active donne un niveau 1 à la sortie, et inversement.

Dans le circuit de la **figure 11,** nous supposerons les entrées S et R maintenues en permanence au niveau 1. On peut alors écrire que la sortie A est le complément de l'entrée S, de même que la sortie B, complément de l'entrée R :

$A = \overline{S}$

$B = \overline{R}$

Supposons alors que la sortie A se trouve dans l'état 0, ce qui ne peut pas être déterminé a priori, lors de la mise sous tension. Comme le NAND 2 travaille en inverseur, la sortie B se trouve à l'état 1 puisque l'entrée de ce deuxième NAND reçoit l'état 0. La sortie B étant à l'état 1, et le NAND 1 travaillant, lui aussi, en inverseur, on retrouve bien que la sortie A doit se trouver à l'état 0, ce qui était l'hypothèse de départ.

Appliquons maintenant, pendant un court instant, un niveau 0 sur l'entrée S, c'est-à-dire, finalement une impulsion négative aux normes TTL. L'entrée e_1 du premier NAND passant à l'état 0, sa sortie A bascule vers l'état 1, et les deux entrées du NAND N_2 reçoivent maintenant le niveau 1. La sortie B, elle, passe donc de l'état 1 vers l'état 0.

Lorsque, à la fin de l'impulsion négative appliquée en S, cette entrée revient au niveau 1, la sortie A conserve la valeur 0, puisque l'autre entrée du premier NAND est au niveau 1. Une nouvelle impulsion sur S ne change maintenant rien à la situation. Pour provoquer un nouveau basculement des sorties, il faut appliquer, cette fois, une impulsion négative, toujours évidemment aux normes TTL, sur l'entrée R du deuxième NAND.

Le même basculeur de type RS, donc à deux entrées, peut être réalisé à l'aide de portes NOR, comme le montre la **figure 13.** Dans le tableau de la **figure 14,** nous rappelons l'état logi-

e_1	e_2	S
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Fig. 12

e_1	e_2	S
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

Fig. 14

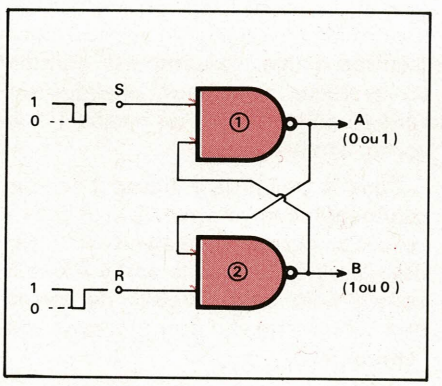


Fig. 11

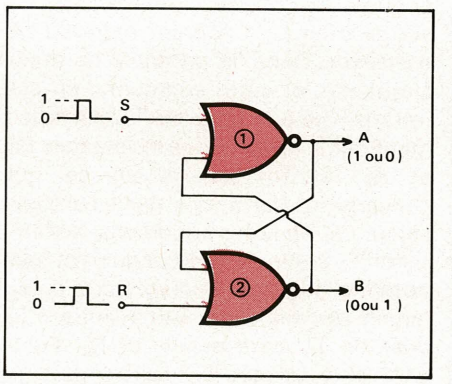


Fig. 13

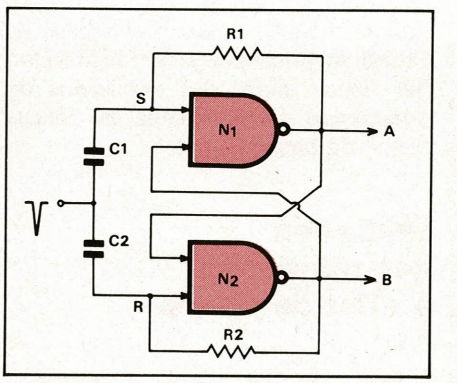


Fig. 15

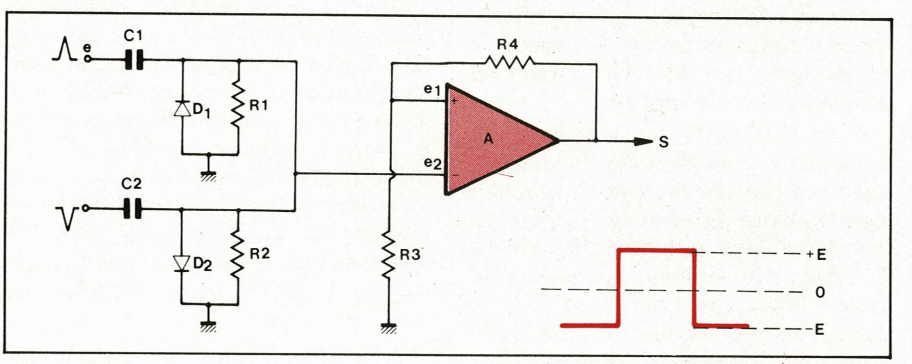


Fig. 18

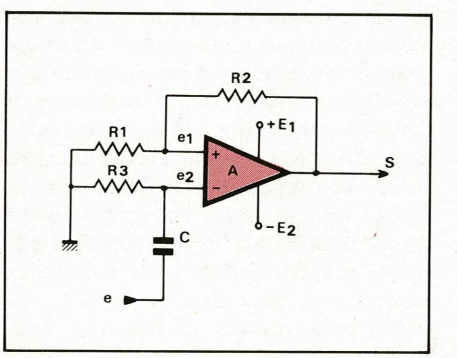


Fig. 16

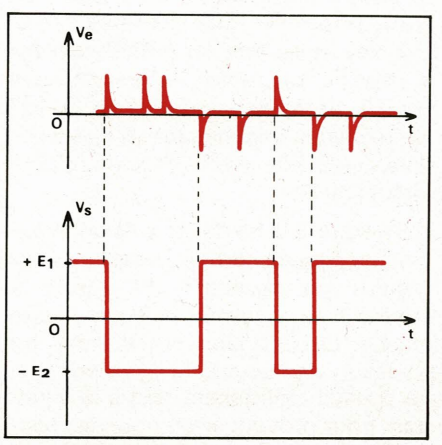


Fig. 17

que de la sortie, en fonction de celui des entrées e_1 et e_2. On voit que la sortie ne peut se trouver dans l'état 1 que si, simultanément, e_1 et e_2 se trouvent dans l'état 0. Il revient au même de dire que toute porte NOR à deux entrées, dont l'une des deux entrées est maintenue en permanence à l'état 0, se comporte comme un inverseur.

Revenons alors au schéma de la **figure 13** où les deux entrées S et R sont maintenues au niveau 0. Nous supposerons que la sortie A est au niveau 1, et que la sortie B est au niveau 0. Le couplage croisé entre les entrées et les sorties, permet de vérifier la véracité de cette supposition, comme nous l'avions fait précédemment pour les portes NAND.

Maintenant, appliquons sur l'entrée S de la première porte NOR une impulsion positive aux normes TTL. Cette porte se comportant en inverseur, la sortie A passe de l'état 1 vers l'état 0. On applique donc sur le deuxième NAND deux niveaux 0 sur les deux entrées, et la sortie B bascule de l'état 0 vers l'état 1. Evidemment, et comme précédemment, toute autre impulsion positive appliquée sur l'entrée S ne change plus rien à l'état du système. Pour faire revenir celui-ci dans sa position initiale, il faut maintenant commander l'entrée R par une impulsion positive.

Les deux bascules que nous venons de décrire sont des bascules commandées par des entrées séparées. Dans certains cas, il peut être intéressant de réaliser, toujours à l'aide de portes logiques, une bascule commandée par une entrée unique. On peut y parvenir grâce au circuit de la **figure 15,** qui met en jeu deux portes NAND.

Dans ce montage, les résistances R_1 et R_2, d'égale valeur, sont suffisamment grandes pour qu'elles ne puissent commander l'entrée du NAND auquel

elles sont associées, à partir de son niveau de sortie. Ainsi, par exemple, lorsque la sortie A est au niveau 0, la résistance R_1 ne consomme pas suffisamment de courant pour amener l'entrée du NAND à l'état 0.

Examinons l'état initial dans lequel la sortie A est au niveau logique 0, et la sortie B au niveau logique 1. Nous ne reviendrons pas sur la possibilité de cette situation, qui a déjà été établie, et qui est commandée par les liaisons croisées entre les entrées et les sorties des deux NAND. Bien que la résistance R_1 ne suffise pas à placer à l'état logique 0 l'entrée S, elle maintient tout de même cette entrée à un potentiel légèrement inférieur à celui de l'entrée R du deuxième NAND.

Dans ces conditions, appliquons une impulsion négative sur le point commun au condensateur C_1 et C_2. Cette impulsion est également transmise aux entrées S et R, dont elle abaisse le niveau. Mais l'entrée S étant, au départ, moins positive, et à la condition que l'impulsion de commande ait une amplitude convenable, sera seule à franchir le niveau logique 0, R restant au niveau 1. Il y aura donc changement d'état du bistable, la sortie A commutant vers le niveau 1 et la sortie B vers le niveau 0. Lors de l'impulsion suivante, la même situation se reproduit symétriquement et c'est, cette fois, la sortie B qui commute vers l'état 1 et la sortie A vers l'état 0.

Bascules utilisant des amplificateurs opérationnels

Examinons le schéma de la **figure 16.** Si l'on se réfère à notre précédente étude sur les triggers de Schmitt, on s'aperçoit que l'ensemble des résistances R_2 et R_1, ramenant sur l'entrée non inverseuse e_1 une fraction de la tension de la sortie S, confère aux dispositifs les propriétés d'un trigger de Schmitt. Relions l'entrée inverseuse e_2 à la masse, par une résistance R_3 suffisamment faible pour que le courant d'entrée n'y produise qu'une chute de tension tout à fait négligeable. Des impulsions de commande seront appliquées sur cette même entrée e_2, à partir du condensateur C.

A cause du gain très élevé de l'amplificateur opérationnel, la sortie S ne peut prendre qu'un potentiel supérieur égal à celui de l'alimentation positive, ou un potentiel inférieur égal à celui de l'alimentation négative. Supposons, d'abord, que la sortie S soit basse. Si nous appliquons alors une impulsion positive à travers le condensateur C, elle reste sans influence sur le montage. En effet, la seule action que pourrait avoir cette impulsion serait de faire encore baisser la tension de sortie, ce qui est impossible. Au contraire, une impulsion négative d'amplitude suffisamment grande pour que la différence de potentiel entre les entrées e_1 et e_2 s'inverse momentanément, portera la tension de la sortie S au niveau de l'alimentation positive. A cause du comportement en trigger de Schmitt du montage, cette situation perdure après la suppression de l'impulsion de commande. L'ensemble est maintenant devenu insensible à une nouvelle impulsion négative, et pour le faire revenir dans son état initial, il faudra, toujours sur la même entrée, appliquer une impulsion positive.

Nous avons ainsi réalisé un bistable d'un genre nouveau par rapport à tous ceux qui ont été étudiés précédemment, puisque le passage de l'un à l'autre de ces états ne peut être obtenu que par des impulsions de polarités successivement positives et négatives. La **figure 17** rappelle et résume le comportement de ce type de bascule.

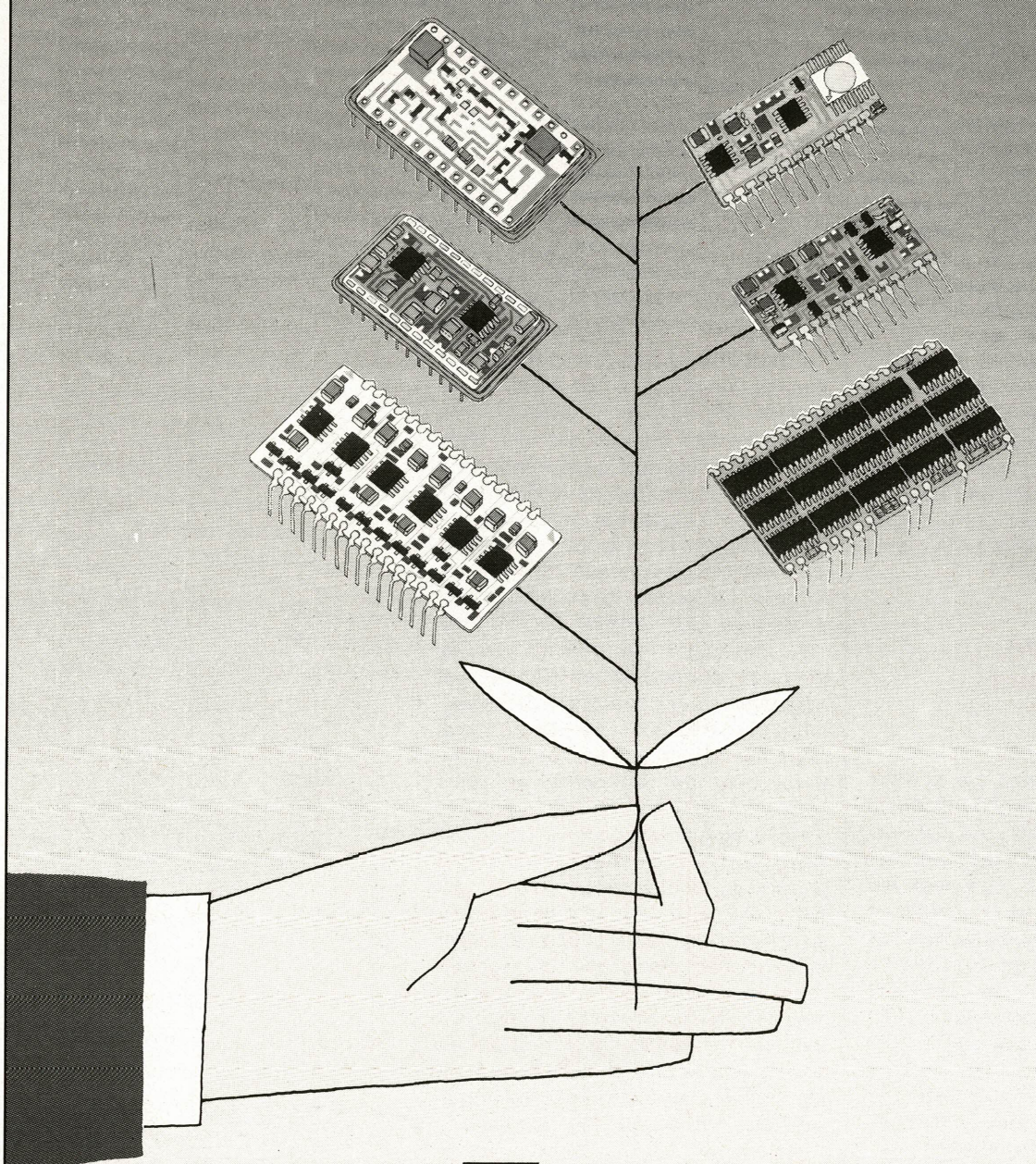
Toujours en partant d'un amplificateur opérationnel, il est possible de réaliser une bascule bistable du type Eccles-Jordan commandée sur deux entrées. Un exemple de réalisation est fourni par le schéma de la **figure 18.** Par la réaction positive qu'introduisent les résistances R_3 et R_4 sur l'entrée non inverseuse e_1, le montage, comme celui de la **figure 16,** présente les caractéristiques d'un trigger de Schmitt. Les impulsions de commande, de polarités alternativement positives et négatives, seront donc appliquées toujours sur l'entrée inverseuse e_2, mais, cette fois, les circuits utilisés à l'entrée permettent de différencier le point auquel on applique l'impulsion positive de celui auquel on applique l'impulsion négative. Les premières parviennent à travers le condensateur C_1, et les deuxièmes à travers le condensateur C_2. Les résistances R_1 et R_2, de valeur suffisamment faible pour que le courant de l'entrée E_2 n'y crée qu'une chute de tension tout à fait négligeable, maintiennent cette entrée au potentiel de la masse. Les diodes D_1 et D_2 éliminent toute action d'une impulsion négative accidentelle sur l'entrée E supérieure ou d'une impulsion positive accidentelle sur l'entrée inférieure. Il est possible, comme nous l'avons fait sur notre dessin, de considérer que l'une des entrées est l'entrée active, et que l'autre sert à remettre à 0 le dispositif.

René RATEAU
Maître-assistant à
la Faculté des Sciences
Paris VI

La fine fleur des circuits hybrides

- Circuits multicouches et double face
- Filières puces et refusion
- Boîtiers métalliques ou plastiques et fluidisation

Une production française de filtres et de tous circuits complexes à la demande



SÉCRÉ COMPOSANTS

RAPY

218, rue du Faubourg St-Martin 75010 Paris tél : 202 53 20 télex 220169 F

Par filtres, nous entendons circuits destinés à effectuer des mesures. Le premier de ces filtres est le correcteur RIAA, celui qui permet de mesurer les caractéristiques d'une tête de lecture. Inversement, nous aurons un filtre RIAA inverse, le filtre utilisé à la gravure. Ce filtre permettra de mesurer les caractéristiques d'un préamplificateur assurant le traitement des signaux d'une cellule phonocaptrice.

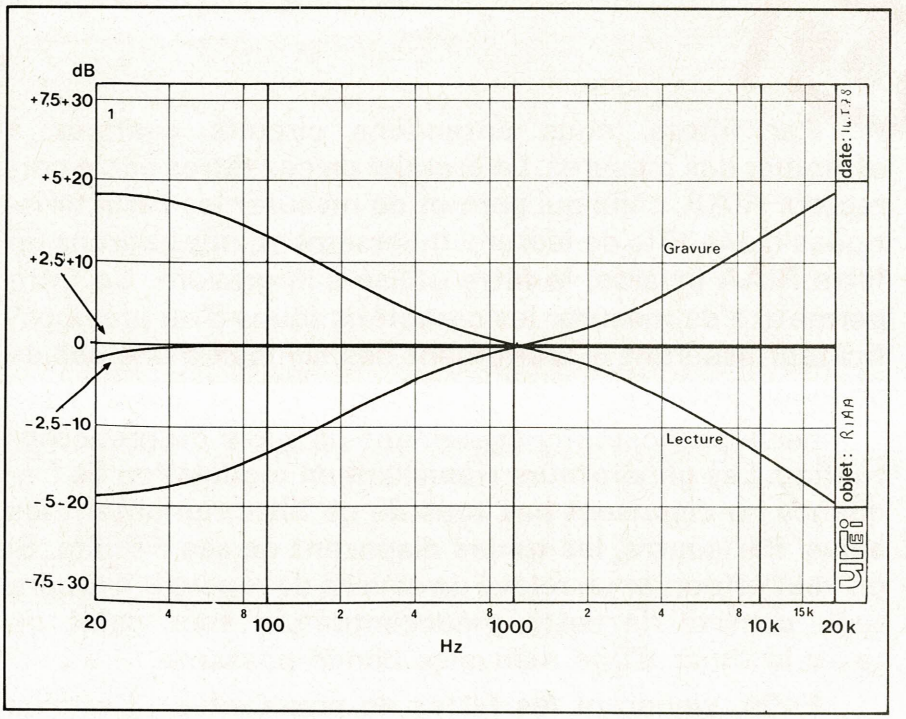
Nous proposerons également un filtre de préaccentuation. Les générateurs travaillant en modulation de fréquence ne disposent pas tous de ce filtre remontant les aigus. Par contre, les tuners disposent de ces circuits. Si on veut effectuer un relevé de courbe de réponse, il faudra tenir compte de cette préaccentuation sous peine de taxer le tuner d'une mauvaise bande passante.

Enfin, viendront les filtres de pondération. Certains d'entre eux sont proposés dans le commerce, d'autres pas. Nous les avons tous réalisés et ils fonctionnent comme nous le désirons, les courbes de réponses que nous donnons en font foi.

Tous ces filtres sont pratiques, ils ne suivent pas au dizième de décibel près les courbes théoriques. Les normes donnent d'ailleurs des tolérances pour l'exécution de tels filtres, nous sommes dans les tolérances.

Les filtres utilisés en mesures audio fréquences

Ces filtres font, pour la plupart, appel à une technique de filtres actifs, nous avons laissé les formules de calcul de côté. Les filtres actifs peuvent se mettre les uns au bout des autres sans problème ni interaction à condition que leur impédance d'entrée soit élevée et celle de sortie faible. On sait qu'un réseau RC du premier ordre crée une atténuation avec pente de 6 dB par octave ; partant de ce fait, on peut graphiquement reconstruire toutes sortes de courbes. Les filtres d'ordre supérieur doivent cependant être employés dans le cas de pente élevée ; dans ce cas, on doit associer des filtres avec surtension à la résonance et des filtres plus amortis. Si l'on connaît la courbe de réponse théorique d'un filtre, on doit pouvoir la reconstituer par association. C'est cette reconstitution pas à pas qui conduit à l'adoption de valeurs de condensateurs plus ou moins bizarres. Si vous ne possédez pas les condensateurs de la bonne valeur, souvenez-vous que les capacités de deux condensateurs mis en parallèle s'ajoutent et que pour leur mise en série, il faut réfléchir un peu plus...



Courbe 1. – Courbe de gravure et de lecture RIAA. Echelle dilatée pour la combinaison des deux (– 0,5 dB à 20 Hz échelle des dB la plus à gauche).

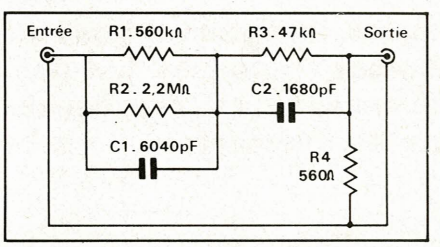


Fig. 2. – Correction RIAA de gravure.

Correcteur RIAA lecture (fig. 1 – courbe 1)

Ce correcteur est associé à un préamplificateur « de mesure ». Le réseau de contre-réaction est mis dans la boucle de contre-réaction d'un préamplificateur. Ce préamplificateur est associé à des circuits RC assurant un filtrage des interférences radio. Nous trouvons des circuits RC au début et à la fin du préamplificateur.

La polarisation du premier transistor est confiée à une source auxiliaire. Pour affiner la polarisation, on pourra jouer sur la valeur de la résistance R7. Ainsi, on situera le point de fonctionnement du transistor de sortie à la moitié de la tension d'alimentation. Nous utilisons pour ce montage une tension de 24 V.

Ce montage utilise trois transistors à couplage direct. Les boucles de contre-réaction continue (stabilisation

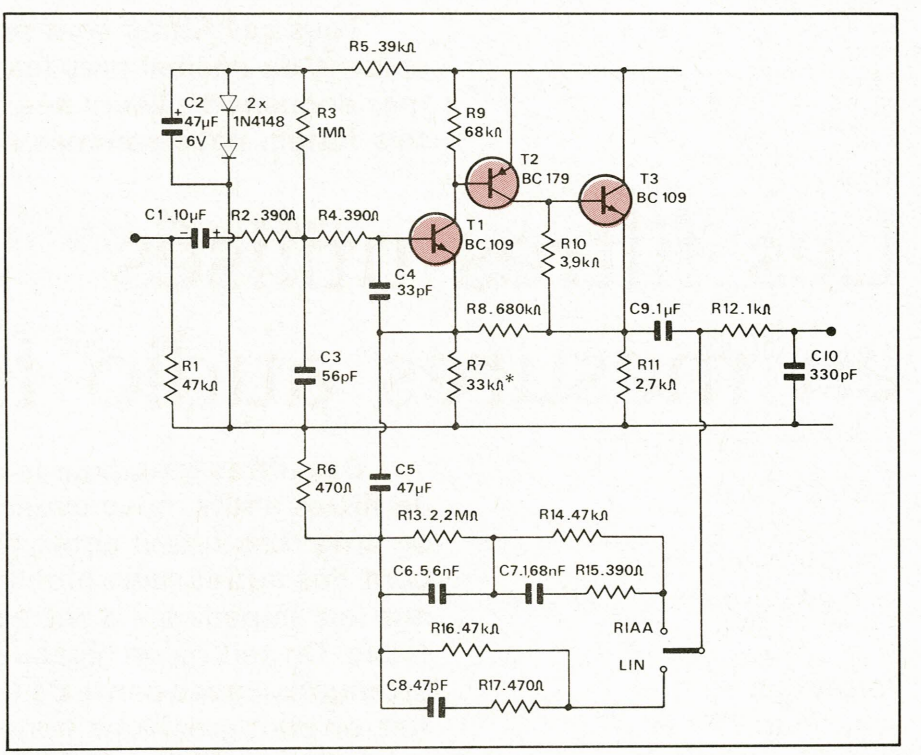


Fig. 1. – Préampli « de mesure ».

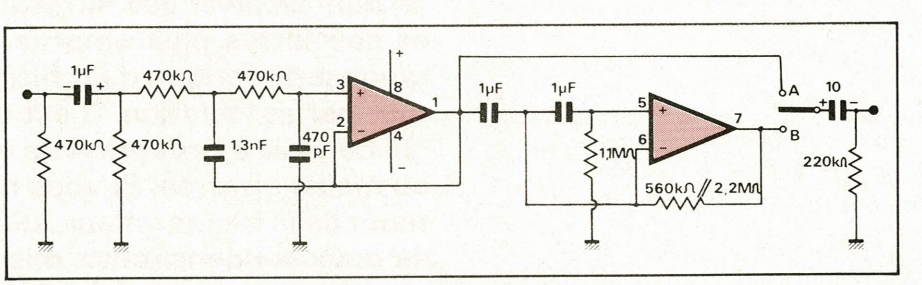
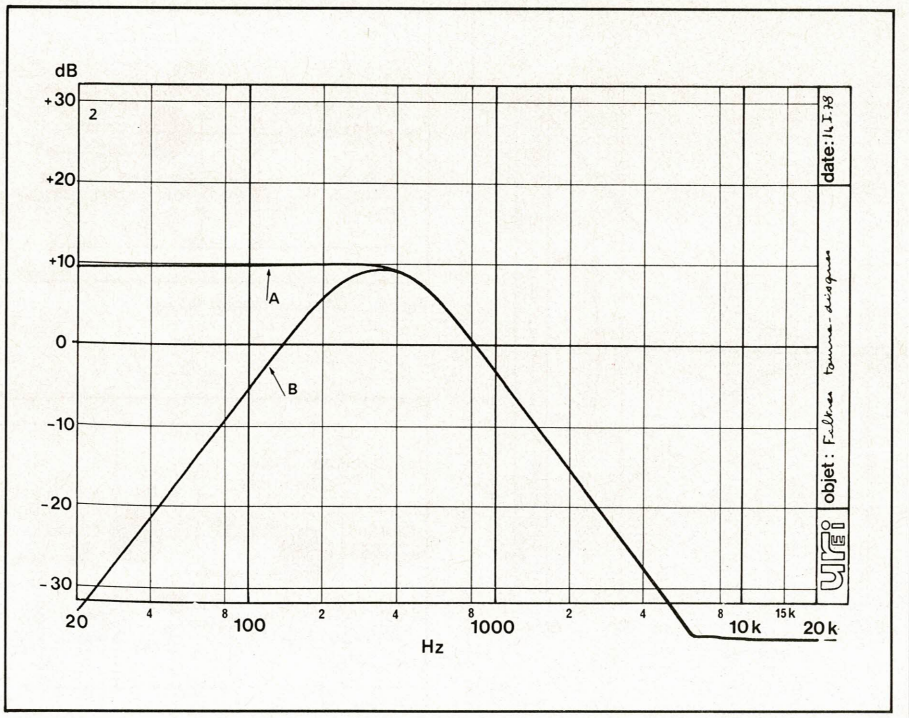


Fig. 3. – Filtre pour mesure des bruits de fond des tourne-disques.



Courbe 2. – Filtre de mesure du bruit de fond d'un tourne-disque. 2 courbes A et B.

du point de repos) et alternative (obtention de la bonne réponse en fréquence) sont séparées. Le schéma d'origine est extrait d'une revue américaine, auquel nous avons dû apporter quelques modifications destinées à lisser sa courbe de réponse. Inutile de faire supporter à une tête de lecture les défauts du préamplificateur.

La réponse dans l'aigu est due à C_7 : pour le grave, le condensateur C_9 joue un rôle non négligeable. Dans le médium, on considérera les éléments R_{14} et C_6.

Ce préamplificateur possède une commutation lui permettant de fonctionner en linéaire. Ce type de fonctionnement est nécessaire pour la lecture de disque portant des signaux rectangulaires (gravés sous forme de dents de scie sur le disque). Le gain du montage est d'environ 125 à 1000 Hz. Le **tableau 1** donne les corrections que l'on doit avoir.

Correcteur de gravure RIAA (fig. 2)

Ce correcteur est du type passif. La sensibilité des préamplificateurs RIAA est grande, ce type d'atténuateur pourra être attaqué à niveau élevé.

Ce réseau est très utile. Une courbe de réponse de préamplificateur RIAA s'étale avec une dynamique de 40 dB environ. Il est donc difficile de juger un préamplificateur, à moins de connaître par cœur les corrections théoriques. Sur les traceurs de courbe, on dessine, sans correcteur spécial la courbe réelle. Le correcteur passif de gravure permet de retrouver une droite, par dilatation de l'échelle, on mettra en défaut les écarts de linéarité en fréquence.

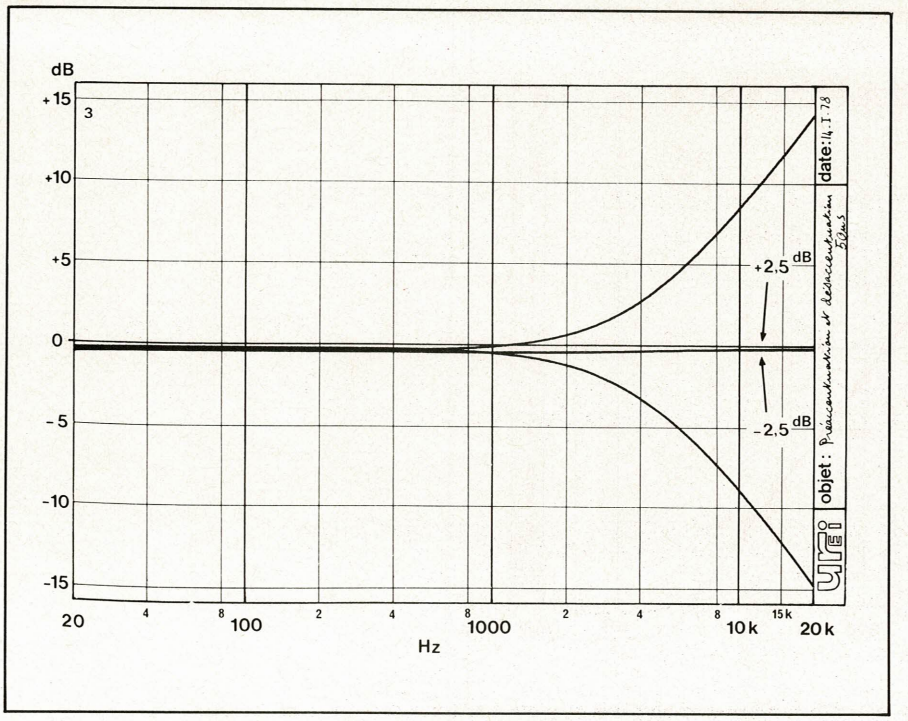
Un réglage de la valeur des éléments pourra être effectué sur place. Il se fera à partir d'un générateur audio, d'un millivoltmètre électronique utilisé en comparateur. La résistance de sortie de 560 ohms est indispensable pour assurer une atténuation voisine de 40 dB aux fréquences les plus basses. La charge de sortie de ce correcteur devra être importante, c'est le cas d'ailleurs des entrées RIAA classiques dont l'impédance est de 47000 ohms.

Filtre pour la mesure du bruit de fond d'un tourne-disque (fig. 3 - courbe 2)

Ce type de filtre est normalisé, il permet d'effectuer une mesure dite à large bande, une mesure qui prend en compte les signaux dont la fréquence est située au-dessous de 300 Hz. C'est la mesure de bruit de fond pondérée A. Elle s'obtient en utilisant un filtre passe-bas dont la fréquence de coupure est de 315 Hz. La mesure B se fait au travers d'un filtre passe-bande centré sur 315 Hz. Pour ces deux filtres, la pente est de 12 dB par octave, nous avons donc deux filtres du second ordre. Une sélection des éléments permet d'obtenir une courbe précise. Ces courbes correspondent aux recommandations CEI 98 A et aux normes DIN 45539.

Hz	dB
20 000	+ 19,6
18 000	+ 18,8
16 000	+ 17,7
14 000	+ 16,6
12 500	+ 15,7
10 000	+ 13,8
8 000	+ 11,9
6 300	+ 10
4 000	+ 6,6
2 000	+ 2,6
1 000	0
500	– 2,7
250	– 6,8
125	– 11,7
80	– 14,5
63	– 15,7
40	– 17,7
31,5	– 18,4

Tableau 1. – Valeur des écarts pour la courbe RIAA. Il s'agit de la courbe de gravure. Pour la lecture, remplacer + par – et réciproquement.



Courbe 3. – Préaccentuation et désaccentuation. Echelle dilatée pour la combinaison des deux.

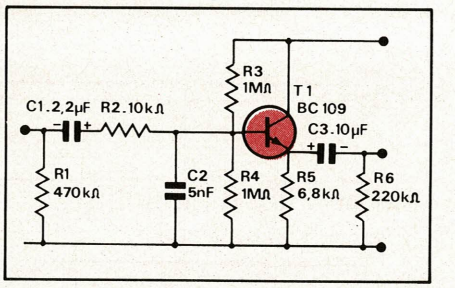


Fig. 4. – Désaccentuation 50 µs.

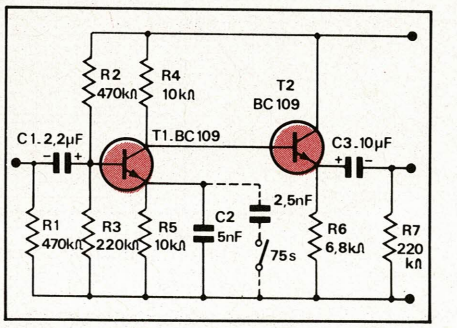


Fig. 5. – Préaccentuation 50 µs.

Ces filtres sont disponibles commercialement dans l'unité d'essais en réponse de Bruel et Kjaer type 4416. Cet appareil possède également les préamplificateurs RIAA.

Filtre de désaccentuation 50 µs (fig. 4 - courbe 3)

Une particularité de ce filtre : il doit être attaqué sous faible impédance. Nous l'utilisons à partir d'un traceur de courbe UREI (voir EA N° 1) dont l'impédance de sortie est de 10 ohms environ. La constante de temps de 50 µs est assurée par la combinaison de la résistance R_2 et du condensateur C_2. Un étage suiveur évite d'ajouter l'influence de la charge et permet de sortir sous faible impédance.

Filtre de préaccentuation 50 µs et 75 µs (fig. 5)

Ce filtre est utilisé pour les émissions en modulation de fréquence. Nous l'utilisons pour attaquer un générateur MF à partir d'un traceur de courbe. La préaccentuation a ici été obtenue à partir d'un découplage d'émetteur. La constante de temps est déterminée par R_5 et C_2. En ajoutant un condensateur de 2,5 nF, on obtient une constante de temps de 75 µs. Elle correspond à la norme américaine.

Cette constante de temps de 75 µs doit être utilisée conjointement à un

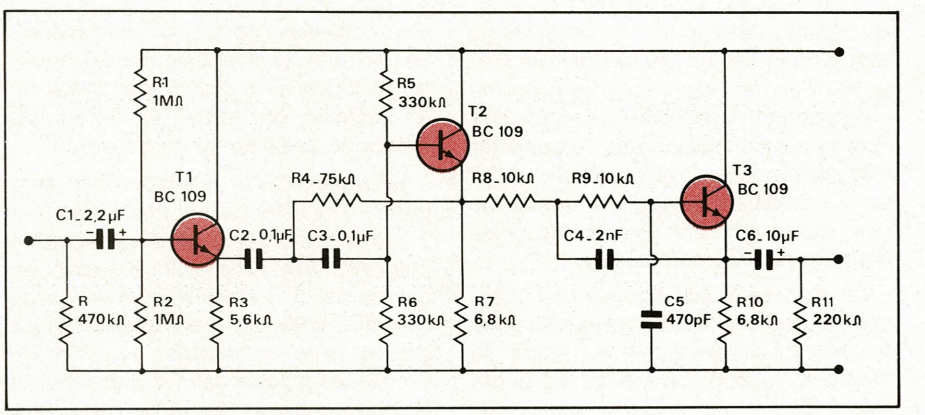
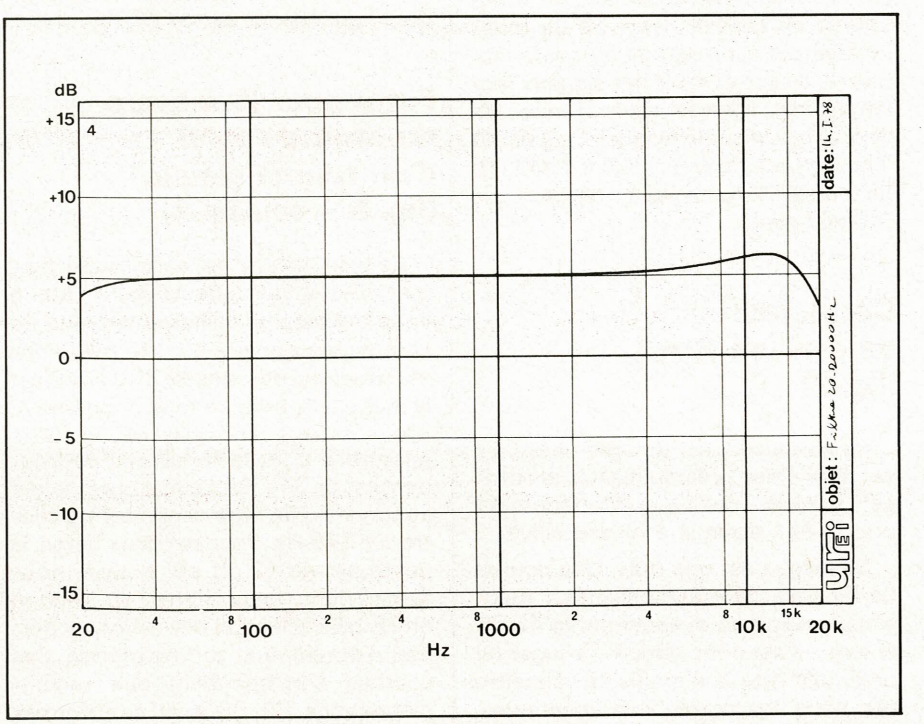


Fig. 6. – Filtre passe-bande 20 à 20 000 Hz.



Courbe 4. – Courbe de réponse du filtre 20-20 000 Hz (peut être améliorée dans l'aigu).

préamplificateur RIAA pour effectuer la lecture du disque de mesure QR 2009 de Bruel et Kjaer (courbe de réponse de cellules).

Application de ces filtres à la mesure des magnétophones

Dans la musique, on constate un affaiblissement des fréquences hautes par rapport au médium. Aux fréquences hautes, nous n'avons pratiquement que des harmoniques de niveau décroissant, ce qui explique ce fait. Cette particularité a permis d'utiliser un circuit de préaccentuation pour les émissions en modulation de fréquence sans créer de saturation de l'émetteur.

Le magnétophone bénéficie de cette particularité : ces appareils ont tendance à se saturer aux fréquences hautes particulièrement lorsque la vitesse de défilement de la bande est faible.

L'utilisation d'un filtre de désaccentuation permet donc d'effectuer une mesure de courbe de réponse à un niveau élevé à 400 Hz (0 du Vumètre). Comme le niveau baisse progressivement, lorsque la fréquence augmente, nous éviterons une partie de la saturation. La nature de l'enregistrement effectué de la sorte sera donc assez proche des conditions d'emploi normales.

A la lecture, nous utiliserons le circuit de préaccentuation, la combinaison des deux filtres doit donner une droite. La mise en série des deux filtres donnant une droite permet une vérification périodique et rapide des deux filtres ; il est rare que les deux filtres aient le même défaut. Cette méthode pourra aussi être mise à profit pour la vérification des circuits RIAA.

Filtre passe-bande 20 Hz - 20 000 Hz (fig. 6 - courbe 4)

C'est un filtre qui limite la bande passante lors d'une mesure de bruit de fond. Il limite le spectre à des fréquences audibles sans toutefois tenir compte de la sensibilité relative de l'oreille.

Ce filtre est constitué d'un passe-haut suivi d'un passe-bas. Deux filtres à structure à source contrôlée (Sallen et Kay). Notre filtre accuse une légère remontée vers 20 kHz, une remontée qui précède la chute. L'adjonction de deux réseaux identiques permet d'avoir une pente de 24 dB par octave.

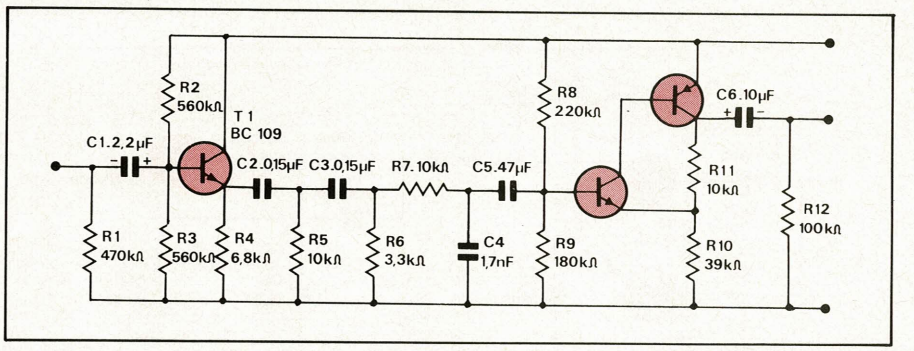
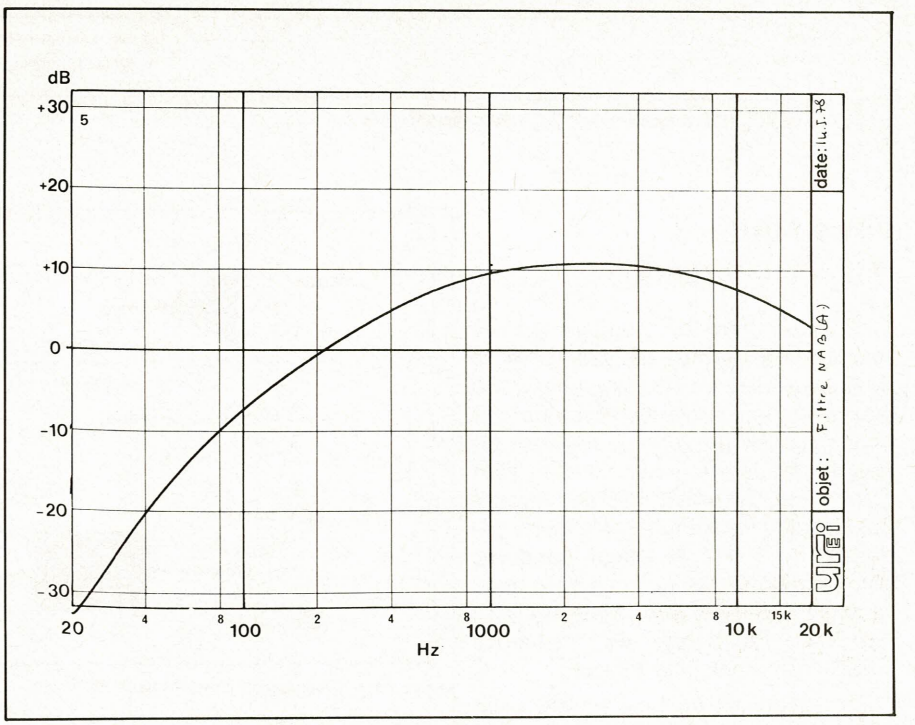


Fig. 7. – Filtre NAB (A).



Courbe 5. – Filtre NAB. Courbe de réponse.

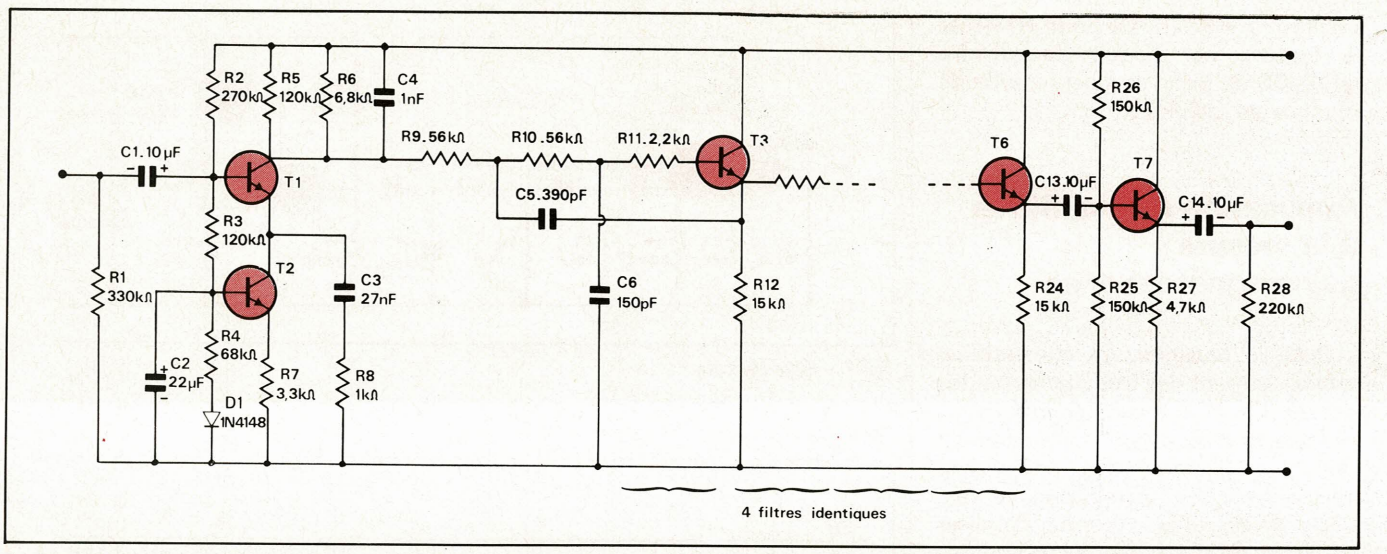


Fig. 9. – Filtre CCIR. Les transistors T_1 à T_7 sont des BC 109.

Filtre NAB (fig. 7 - courbe 5)

C'est un filtre de pondération. La pondération permet de tenir compte de la sensibilité de l'oreille. Il n'y a pas de corrélation entre les résultats des mesures obtenues à partir de divers filtres de pondération. Les courbes sont différentes. Le réseau NAB ne remonte pas (ou peu) les fréquences situées au-dessus de 1 kHz, la valeur pondérée d'un rapport signal sur bruit sera donc toujours meilleure que la mesure non pondérée (la bande de fréquence considérée étant plus étroite).

Ce réseau est du type passif, il est précédé d'un étage adaptateur d'impédance et suivi d'un étage assurant un léger gain compensant la perte introduite par le filtre passif.

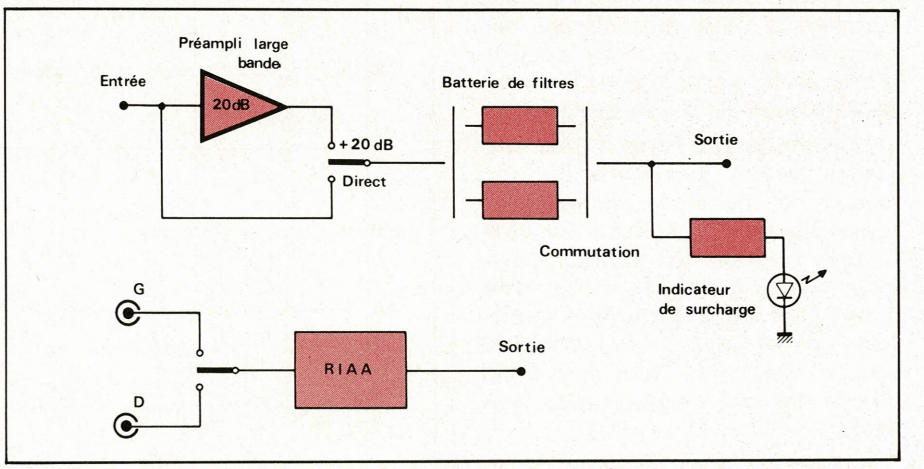


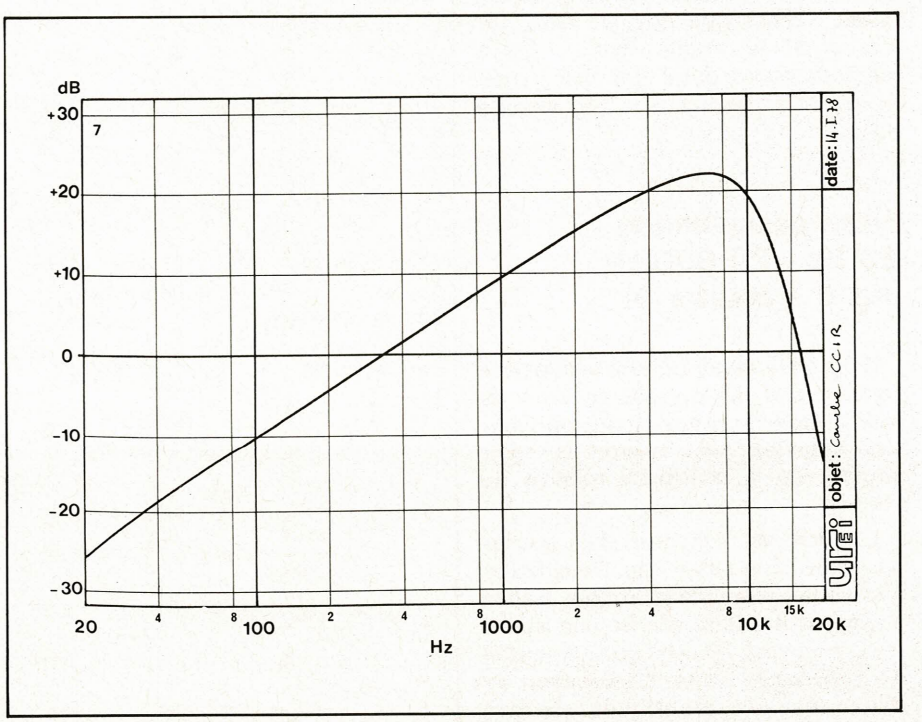
Fig. 10. – Organisation d'une batterie de filtres.

Filtre psophométrique (fig. 8 - courbe 6)

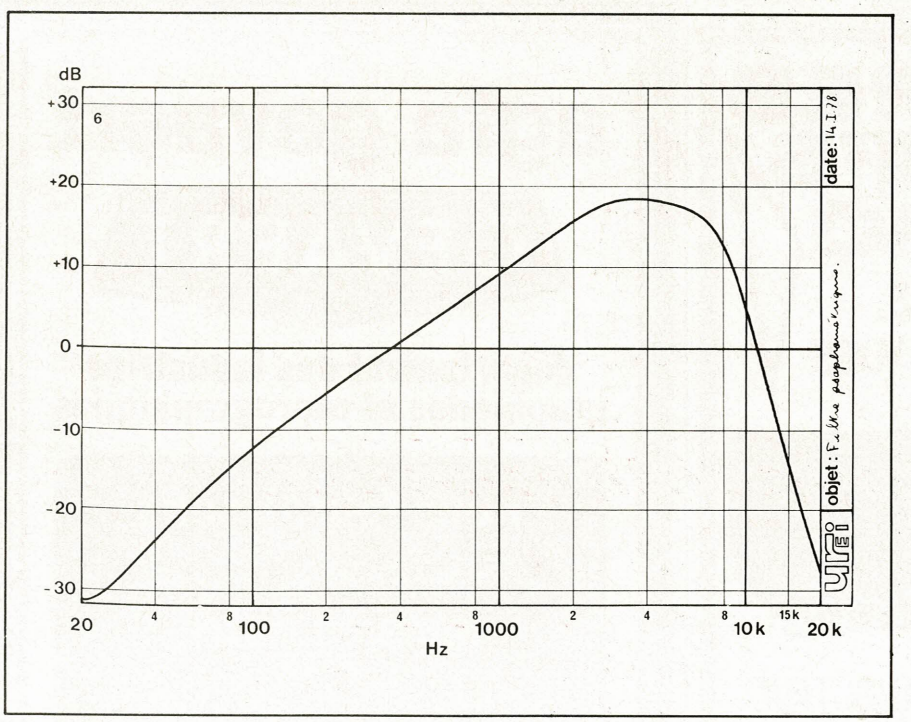
C'est le filtre qui doit être utilisé pour la mesure du bruit de fond d'un équipement électrique. C'est un filtre recommandé par les normes DIN. Il remonte les signaux dont la fréquence est supérieure à 1 kHz avant de les atténuer. Ce filtre se compose d'un passe-bande (T2/T3) suivi de deux filtres passe-bas à source contrôlée.

Filtre CCIR (fig. 9 - courbe 7)

Ce filtre est le plus récent ; son objectif est de tenir compte des bandes passantes plus étendues qu'autrefois. Le schéma proposé ici est une simplification d'un montage proposé par les Laboratoires Dolby. Ce filtre permet de



Courbe 7. – Réponse du filtre CCIR.



Courbe 6. – Filtre psophométrique (DIN).

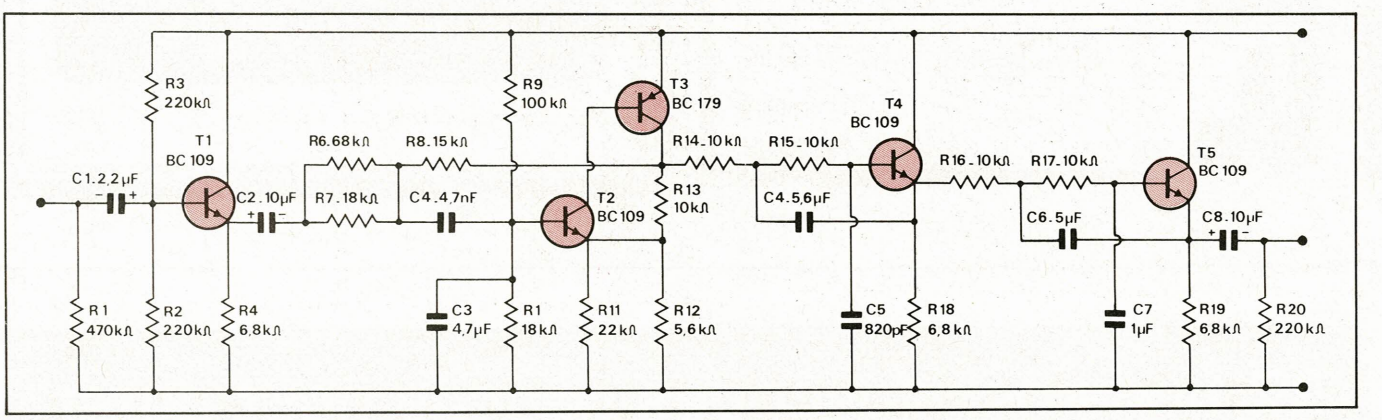


Fig. 8. – Filtre de pondération psophométrique ou DIN.

bien mettre en évidence l'amélioration apportée par le Dolby B. Celui du matériel amateur. Nous avons un filtre passe-haut suivi d'une série de quatre filtres passe-bas. Pente théorique : 48 dB par octave. Ce filtre a un gain supérieur à un au-dessus de 1 kHz. Les résultats donnés par ce filtre sont en général moins flatteurs que ceux donnés par un filtre NAB. Ce filtre n'est pas encore très utilisé. Un abaissement du niveau général permettrait d'annoncer des chiffres meilleurs. Tous les filtres que nous avons vus doivent être alignés sur 1000 Hz. Certains ajustements peuvent être nécessaires.

Boîte de mesure

Sur la **figure 10**, nous avons représenté un schéma type de boîte de mesure. Les filtres utilisent des transistors, ils ne peuvent donc pas échapper au bruit de fond. Il peut donc être intéressant de remonter le niveau du « bruit » à mesurer avant de l'introduire dans le filtre. On réduira ainsi l'influence du bruit de fond du filtre. Avec ce type d'appareil on peut mesurer des rapports signal sur bruit supérieurs à 130 dB.

La batterie de filtre sera commutable ; nous avons introduit des résistances à l'entrée et à la sortie de chaque filtre, ces composants permettent de charger les condensateurs d'entrée et de sortie et évitent de surcharger le millivoltmètre au moment de la commutation. Pour la mesure d'un bruit de fond, le millivoltmètre est en général sur un calibre sensible. Il ne risque pas d'être endommagé mais la récupération est parfois longue et l'aiguille met du temps à se stabiliser.

En sortie, nous avons utilisé un indicateur de surcharge, il est utile lors de la mesure d'un rapport signal sur bruit, il faut parfois bypasser l'ensemble du filtre pour effectuer la mesure du signal. Il sera réalisé à partir d'un comparateur ou d'un amplificateur opérationnel utilisé de la sorte.

Le préamplificateur RIAA sera commuté entre les deux voies. Nous aurons une économie de composants et des comparaisons précises entre deux voies.

L'utilisation de transistors à faible bruit permet d'obtenir de bonnes performances ; ne pas oublier de bons découplages ; de ne pas faire de boucle de masse, d'avoir un bon transformateur d'alimentation etc. Ce n'est pas un générateur de bruit que nous proposons mais un système de mesure de bruit...

Etienne LEMERY

FILTRES

FILTRES ACTIFS KEMO

* VARIABLES
* P.H. P.B. 8 VOIES

* 24, 36, 48 dB/OCTAVE
* 0,01 Hz_3,15 MHz

* * * * * * * * * * * * * * * *

AGEMIP

Tél. 871 17 14
5, Bd Poincaré
* * * * * 94170 LE PERREUX

agfa gevaert

GEVAERT

département des industries graphiques et reprographiques

nous fournissons
• non seulement des films
• non seulement des systèmes

mais en outre
• des conseils • des services

particulièrement adaptés aux problèmes de l'industrie moderne

3 rue Jacques II 78560 le Port-Marly - Tél. : 958.58.95

22 bons oscilloscopes conçus pour durer

Où les choisir?

A Paris

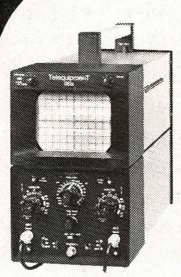
ACER 42 rue de Chabrol
75010 Paris Tél. 770.28.31

CIBOT 1-3 rue de Reuilly
75580 Paris Cédex 12 Tél. 343.66.90

OMNI TECH COMPTOIR 82 rue de Clichy
75009 Paris Tél. 874.18.88.

PENTASONIC 5 rue Maurice Bourdet
75016 Paris Tél. 524.23.16

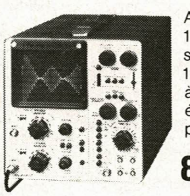
REUILLY COMPOSANTS 79 bd Diderot
75012 Paris Tél. 628.70.17



D 61 A

10 MHz – 2 voies – sensibilité 10 mV/cm à 5 V/cm – écran 8 x 10 cm – précision 5% –

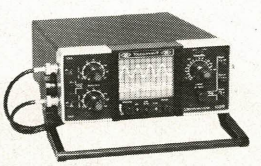
2820,05 F*



DM 64

A MEMOIRE 10 MHz – 2 voies – sensibilité 1 mV/cm à 50 V/cm – écran 8 x 10 cm – précision 5% –

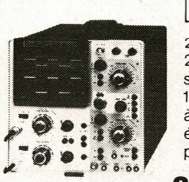
8339,02 F*



D 32

10 MHz – 2 voies – sensibilité 10 mV/cm à 5 V/cm – écran 5,6 x 7 cm – précision 5%

4936,85 F*



D 67 A

25 MHz – 2 voies – sensibilité 1 mV/cm à 50 V/cm – écran 8 x 10 cm – précision 3%

6797,28 F*

*Prix TTC en vigueur le 7/12/77

- **Garantie totale 1 an**
- **Entretien assuré par Tektronix**
- **Délais de livraison respectés**

TELEQUIPMENT

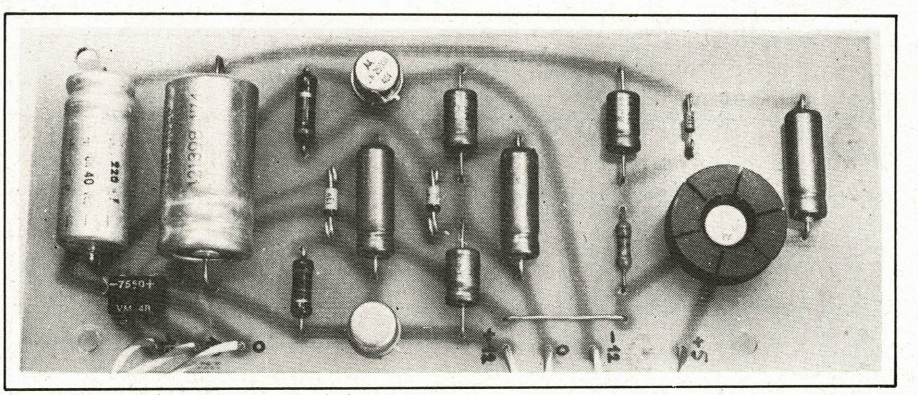
GROUPE TEKTRONIX

TL 19 R

Applications

La description qui suit est celle d'un dispositif destiné à obtenir des salves d'un signal périodique provenant d'un générateur, dont la durée est déterminée par un autre générateur (d'impulsions), sans relation de phase fixe et déterminée avec le premier.

Porte analogique synchronisée



Le circuit imprimé de l'alimentation de la porte.

Utilité des salves

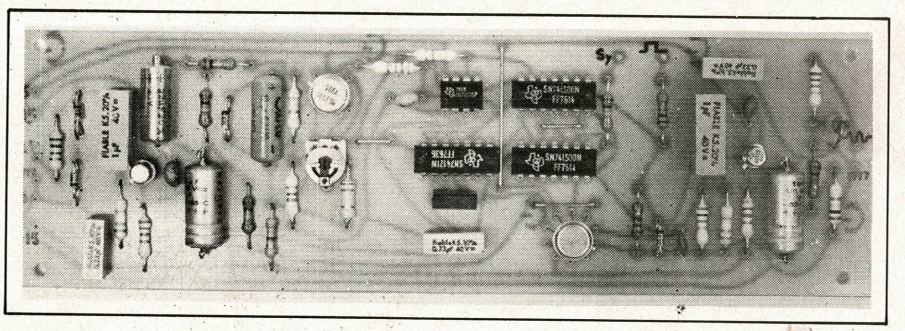
Les salves de sinusoïdes (ou « bursts », en anglais), sont essentiellement utilisées en électroacoustique pour tester la réponse des haut-parleurs et enceintes acoustiques. Leur intérêt réside dans le fait qu'ils ont des caractéristiques de variation intermédiaires entre le régime sinusoïdal permanent et les impulsions carrées, ou les échelons unité ; le régime sinusoïdal entretenu ne donne pas d'informations sur le comportement impulsionnel du système, tandis que l'échelon unité est un signal purement transitoire.

Il est bien sûr possible de déduire entièrement les caractéristiques d'un système à partir uniquement d'une analyse de la réponse en régime impulsionnel, théoriquement. Dans la pratique, ces mesures nécessitent une très grande habitude pour être interprétées correctement, d'une manière uniquement visuelle tout au moins.

La méthode « sur-technologique » consiste à envoyer le résultat de la mesure en régime impulsif dans un convertisseur analogique/digital suivi d'un mini- ou micro-ordinateur muni d'un logiciel ad-hoc. Sans vouloir (bien sûr !) les mettre sur le même pied, disons que notre porte synchronisée n'a pas grande utilité pour les chercheurs qui peuvent disposer d'un équipement tel que celui cité plus haut.

Par contre, nous pensons qu'au prix d'une moins grande facilité de manipulation, un ensemble de deux générateurs :
– l'un sinusoïdal variable à faible distorsion,
– l'autre d'impulsions réglables en durée et en période de répétition,
et la porte permettant d'obtenir à partir des deux des trains d'ondes variables, il est possible d'effectuer des mesures aussi intéressantes qu'avec un matériel hyper-sophistiqué.

Signalons également que l'utilisation des trains d'ondes sinusoïdales n'est



Le circuit imprimé de la porte synchronisée, câblé.

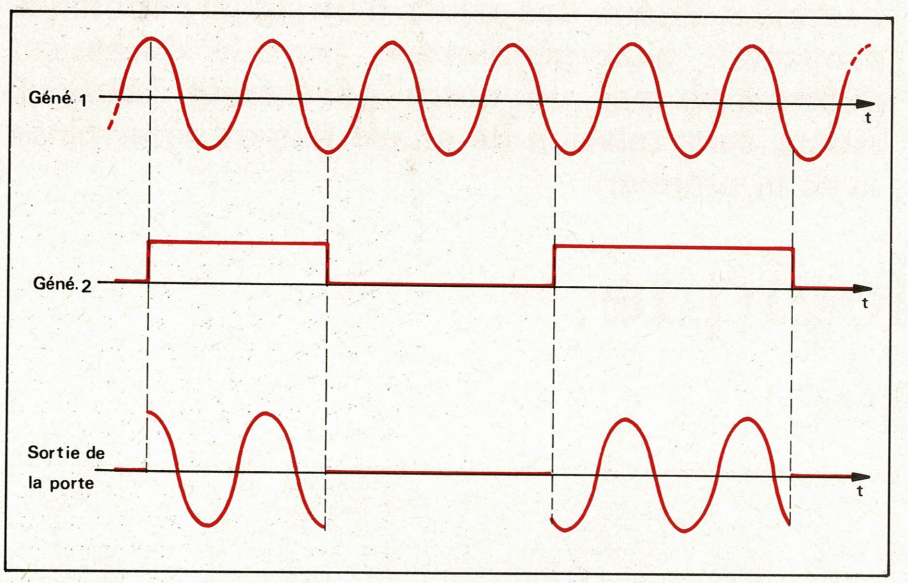


Figure 1

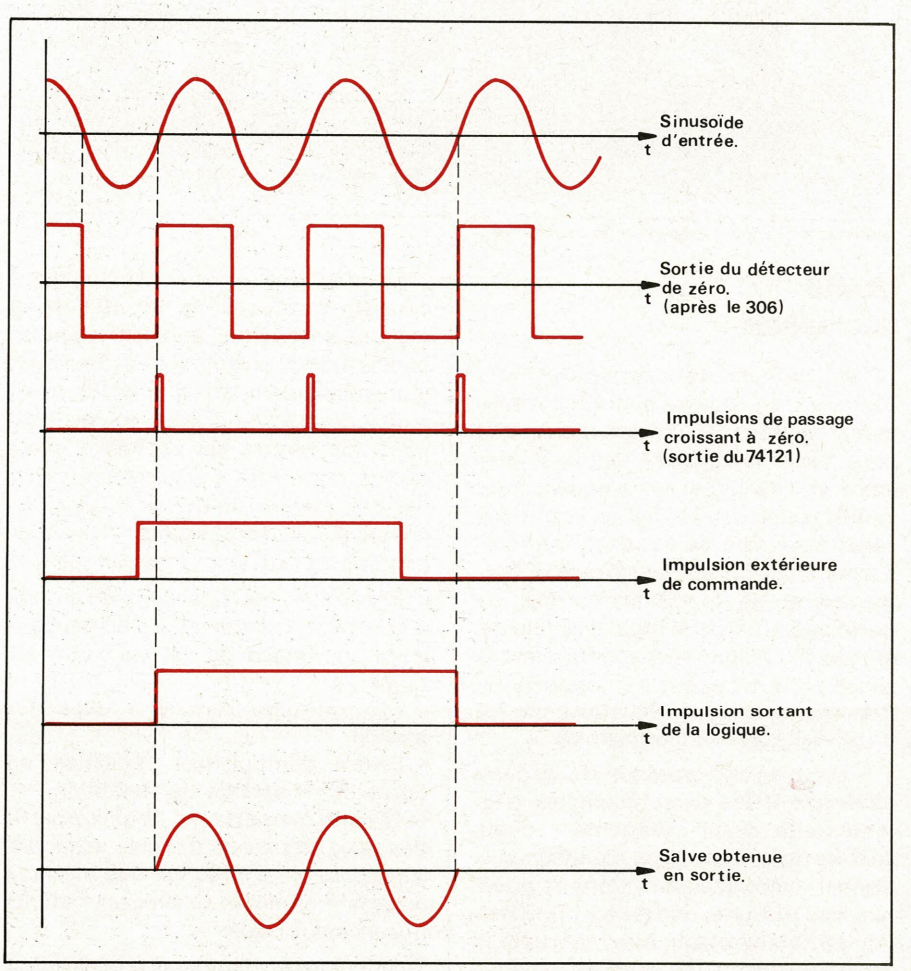


Figure 3

pas limitée aux mesures sur les haut-parleurs, mais peut s'envisager également pour les filtres électriques (actifs et passifs) et pour des mesures acoustiques.

Méthodes d'obtention des trains d'onde

On songe tout de suite à utiliser une simple porte analogique (à FET, ou bien un circuit monolithique plus perfectionné conçu à cet effet). L'ennui est que, puisque l'on part de deux générateurs non synchronisés, l'aspect de la salve change continuellement **(fig. 1)**, ce qui n'est pas pratique pour l'observation sur un oscilloscope.

Un inconvénient plus important est la variation de la forme du régime transitoire à l'établissement de la salve. L'endroit de la sinusoïde où la salve débute varie, l'amplitude des composantes transitoires également, si bien que, d'une salve à l'autre, le système en essai n'est pas excité de la même façon.

La méthode la plus astucieuse pour obtenir des salves propres est exposée dans le synoptique de la **figure 2.**

Dans ce cas, les trois formes de signaux sont obtenues à partir du même oscillateur, qui aura avantage à être un VCO, pour pouvoir être wobbulé. Le diviseur programmable permet d'afficher directement le nombre de sinusoïdes que doit comprendre le train, indépendamment des autres données, ce qui est un avantage d'utilisation incontestable.

Notre but en réalisant cette porte équipée d'un dispositif éliminant la dérive entre les deux générateurs (tout au moins une partie de ses effets), était de disposer d'un appareil autonome compatible sans modification de part ni d'autre avec deux générateurs quelconques.

Conception et fonctionnement

Nous voulions obtenir une salve se présentant comme celle du bas de la **figure 3.** C'est-à-dire qu'elle débute au passage par zéro de la sinusoïde d'entrée, quand cette tension croît, et prend fin également au passage à zéro, et de même quand la tension augmente.

Il est donc nécessaire d'utiliser un circuit de détection de zéro et de sélectionner ensuite les seuls passages par zéro « en montant », qui serviront à valider l'impulsion de commande extérieure pour commander la porte analogique.

Le synoptique est celui de la **figure 4.**

Le fonctionnement est le suivant :

– l'impulsion de commande étant arrivée, le premier signal de détection d'un front de montée positif ouvre la porte ET supérieure, qui fait basculer la RS. Ceci ouvre la porte analogique. La salve débute donc au passage par zéro sur un front positif.

– quand l'impulsion de commande cesse, il ne se passe rien, car, si la porte ET citée plus haut se referme bien, une seconde action sur la même entrée de la RS ne peut pas avoir d'effet.

– la RS reste donc dans le même état jusqu'à ce que le premier signal de détection de zéro sur front positif se produise, après que l'impulsion de commande soit retombée.

– alors la porte ET inférieure a des 1 sur ses deux entrées, et actionne l'entrée reset de la RS, qui change d'état.

– la salve est terminée.

Le schéma

Comme on peut le voir à la **figure 5, les deux amplis tampons** de gain + 1 ont été réalisés à l'aide d'étages collecteurs communs à transistors 2N2222 (ou autres !).

Nous avons apporté un soin particulier à la protection du montage contre les erreurs de manipulation. C'est la raison d'être de R_1, D_1, D_2 à l'entrée sinus, de R_{19} – D_4 à l'entrée de commande, et de R_{10} à la sortie.

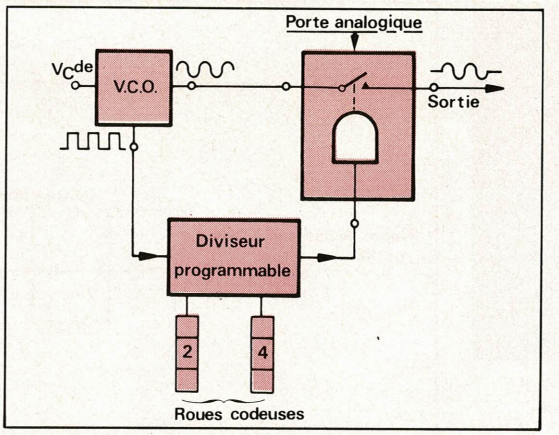


Figure 2

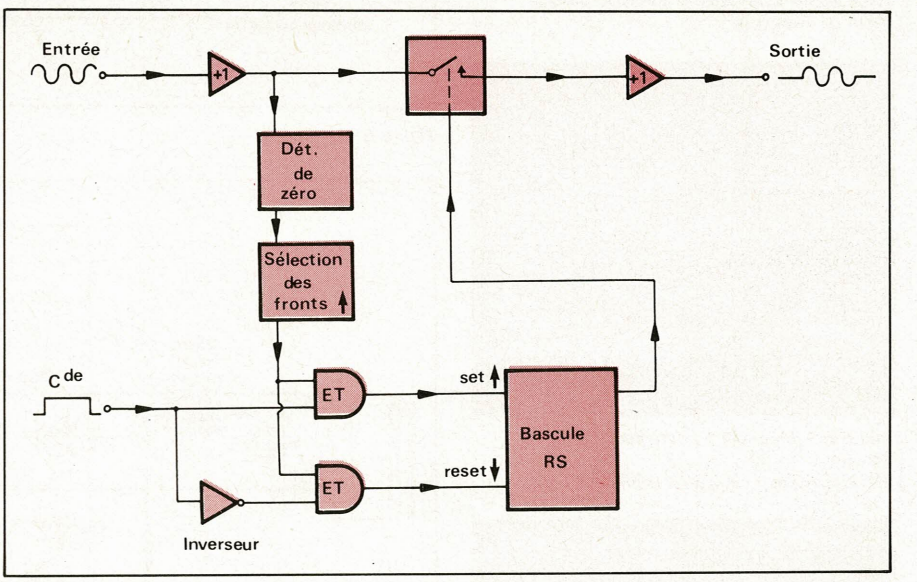


Figure 4

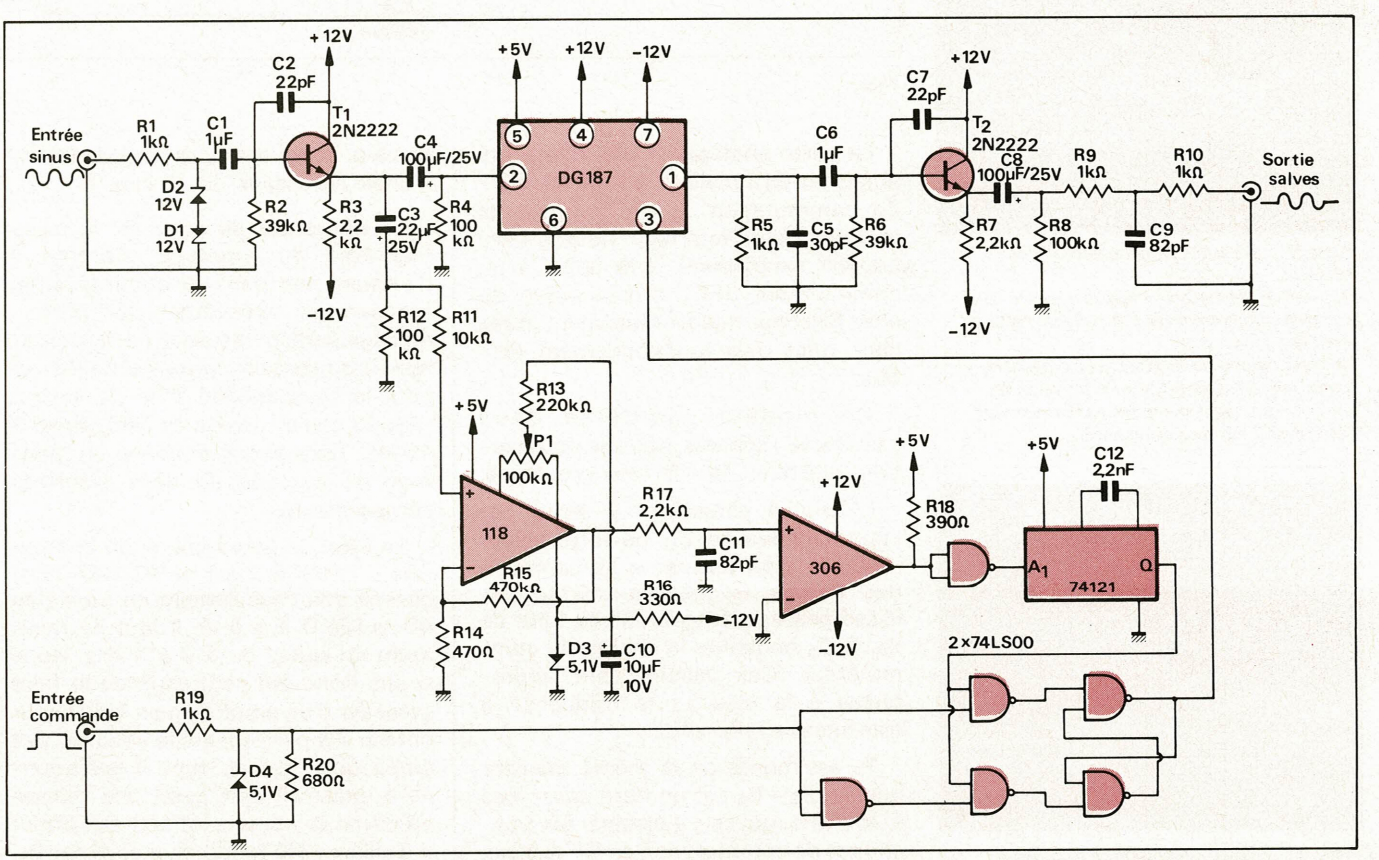


Figure 5

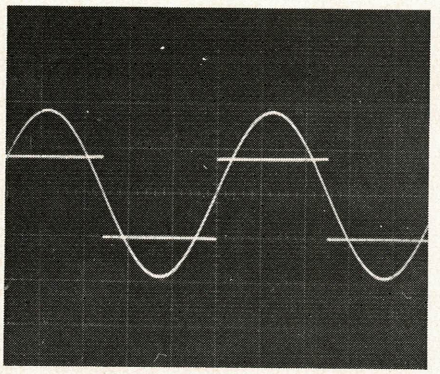


Photo 1. – Précision du détecteur de zéro à 1 kHz. Sinusoïde d'entrée superposée au rectangulaire de sortie du LM118.
On voit que le passage par zéro de la sinusoïde coïncide parfaitement avec le basculement de l'ampli OP

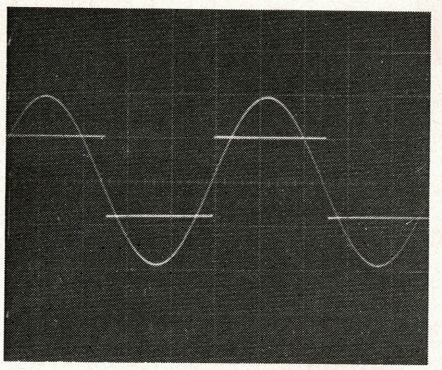


Photo 2. – Précision du détecteur de zéro à 10 kHz.
Même remarques que pour la photo à 1 kHz.

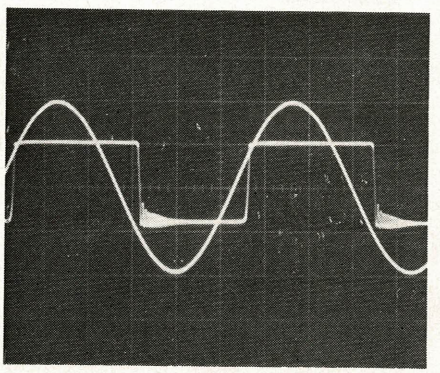


Photo 3. – Précision du détecteur de zéro à 100 kHz.
On voit le déphasage important entre le signal de commutation du LM118 et le signal d'entrée.
Le burst obtenu de la porte est cependant tout à fait utilisable grâce au filtre de sortie.
On remarque également les oscillations du LM118, qui est sous-compensé.

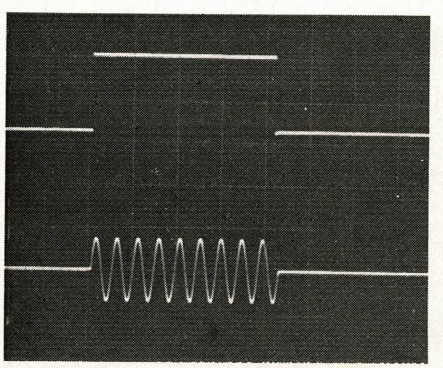


Photo 4. – En haut : impulsion de commande.
En bas : burst de 1 kHz forme parfaite.

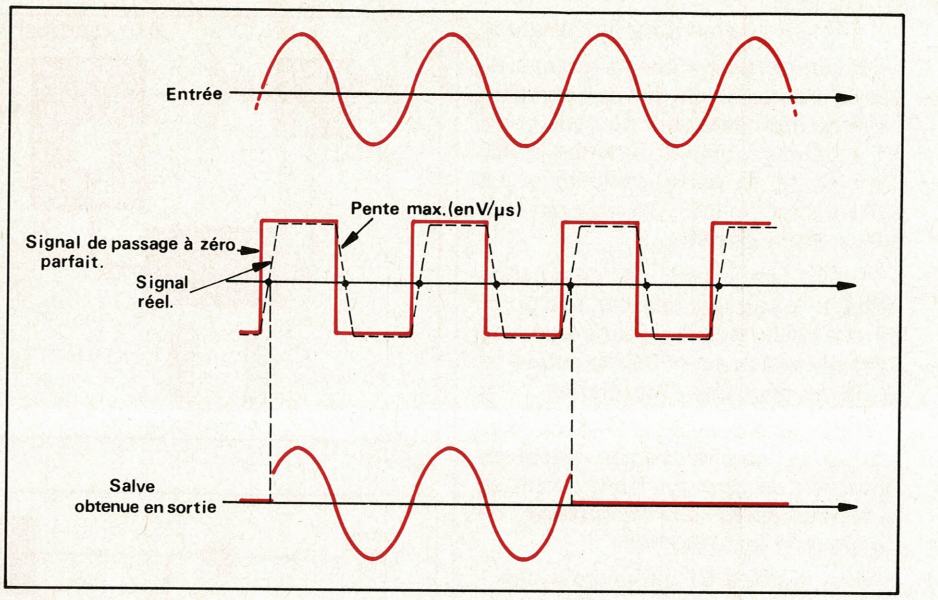


Figure 6

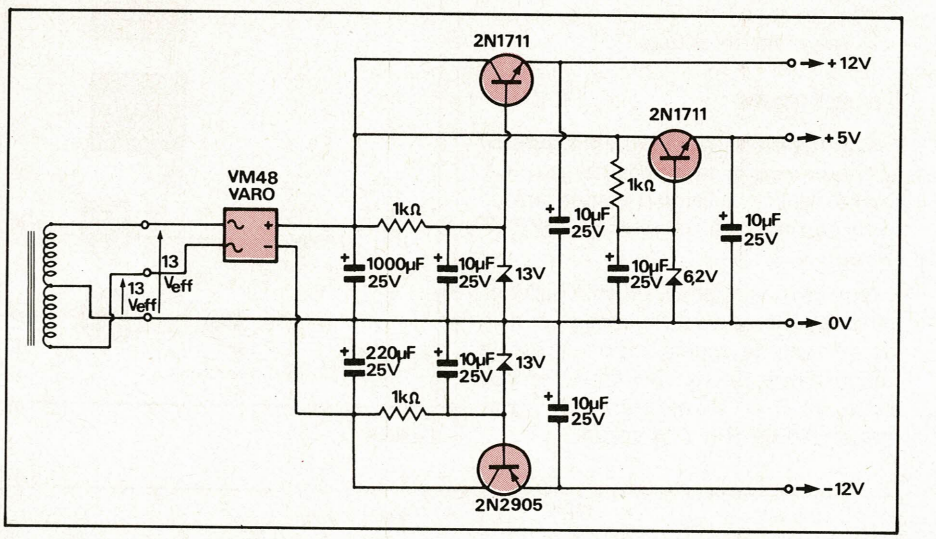


Figure 7

La porte analogique elle-même, qui aurait pu être réalisée à l'aide de FET de commutation et de composants annexes pour l'interface, nous a paru pouvoir simplement faire appel à un commutateur JFET monolithique de chez Siliconix, malheureusement assez cher, mais d'un fonctionnement parfait.

Ce modèle comporte deux « contacts » séparés, nous ne nous servons que d'un : $S_1 - D_1$ (voir brochage).

Le signal sinusoïdal y entre par l'intermédiaire de C_4, de forte valeur (100 μF), pour assurer la transmission des basses fréquences (10 Hz). R_4 laisse passage au courant de fuite de C_4. R_5C_5 constitue la charge du commutateur. Ces valeurs sont appropriées à la plus haute fréquence à transmettre (100 kHz).

T_2 est monté de la même manière que T_1. $R_9 - C_9$ est un filtre passe-bas à 100 kHz, qui sert à éliminer les transitoires de commutation en HF dus aux imperfections du montage détecteur de zéro, et qui améliore par là la forme d'onde au-dessus de 10 kHz.

Le détecteur de zéro est la pièce maîtresse du montage. Comme il n'existait pas dans le commerce de comparateur présentant des performances suffisantes pour notre utilisation (basculement en moins de 40 ns, pour la compatibilité TTL-LS, avec à l'entrée une sinusoïde de 100 mVeff à 10 Hz), nous avons employé un montage en cascade de deux éléments comparateurs.

En effet, le gain typique du comparateur LM 306 P est de 40 000. Pour obtenir son basculement en moins de 40 ns (de 0 à + 5 V), il faut au minimum un signal de 1 V à 1 kHz. Nous avons donc été contraints de le faire précéder d'un ampli de gain 1000 pour obtenir les performances voulues. Cet ampli doit être du type « opérationnel », puisqu'il doit avoir une grande précision en continu (offset). Cet offset a d'ailleurs été rendu ajustable par P_1. La difficulté réside dans le fait que

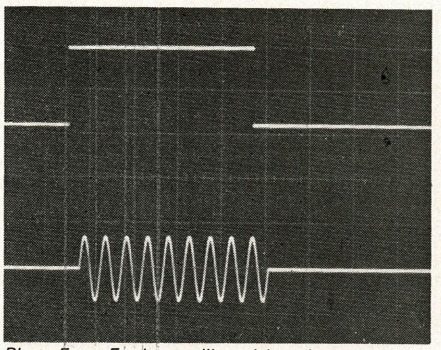


Photo 5. – En haut : l'impulsion de commande. En bas : burst de sinusoïde à 10 kHz obtenu à la sortie de la porte. On remarquera sa forme parfaite.

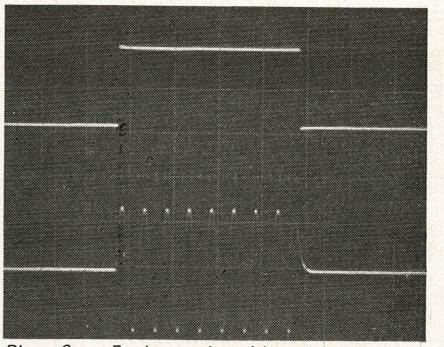


Photo 6. – En haut : impulsion de commande largeur 40 µs. En bas : burst de sinusoïde à 100 kHz. On remarque principalement le défaut (retard à la commutation) présent à l'arrêt de la salve. Un défaut identique, quoique moins visible, réside au début.

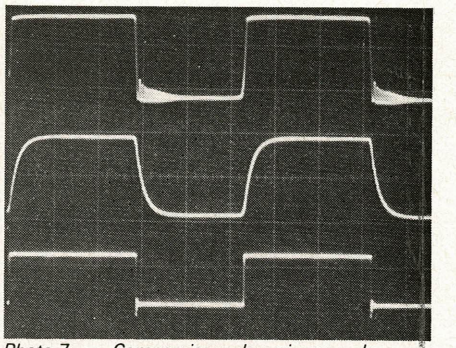


Photo 7. – Comparaison des signaux de détection du passage par zéro à 100 kHz : 1) en sortie du LM118. 2) à l'entrée du LM306 (après le filtre). 3) à la sortie du LM306.

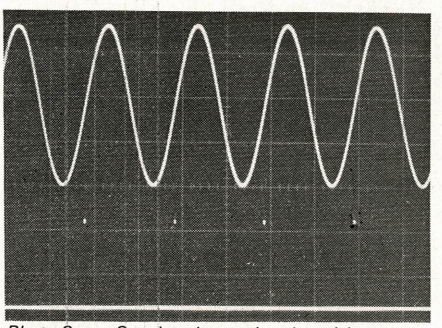


Photo 8. – Synchronisme des impulsions obtenues en sortie du 74121 et des passages à zéro de la tension d'entrée.

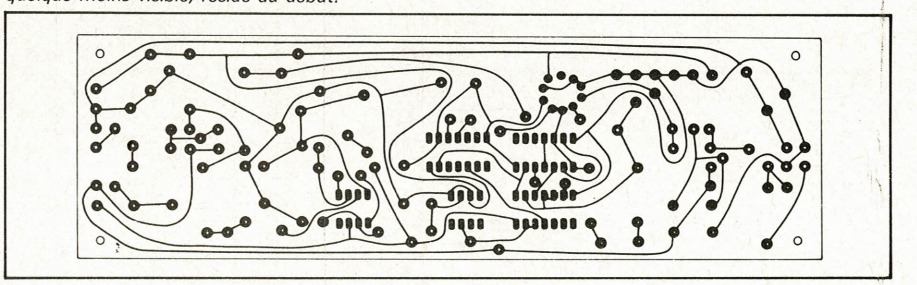


Figure 9 (Echelle 1/2).

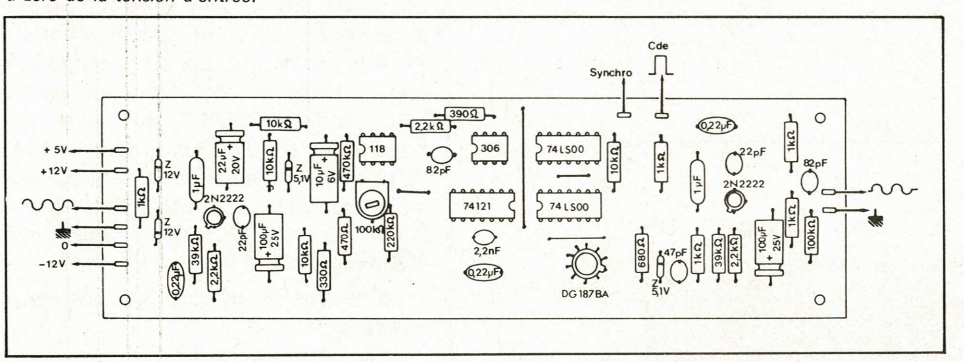


Figure 8 (Echelle 1/2).

Liste des composants

Porte analogique synchronisée

- **Résistances 1/4 W 5 %**

R_1 : 1 kΩ
R_2 : 39 kΩ
R_3 : 2,2 kΩ
R_4 : 100 kΩ
R_5 : 1 kΩ
R_6 : 39 kΩ
R_7 : 2,2 kΩ
R_8 : 100 kΩ
R_9 : 1 kΩ
R_{10} : 1 kΩ
R_{11} : 10 kΩ
R_{12} : 100 kΩ
R_{13} : 220 kΩ
R_{14} : 470 Ω
R_{15} : 470 kΩ
R_{16} : 330 Ω
R_{17} : 2,2 kΩ
R_{18} : 390 Ω
R_{19} : 1 kΩ
R_{20} : 680 Ω

- **Condensateurs**

C_1 : 1 µF/40 V mylar
C_2 : 22 pF céramique
C_3 : 22 µF/25 V tantale
C_4 : 100 µF/25 V chimique alu
C_5 : 33 pF céramique
C_6 : 1 µF/40 V mylar
C_7 : 22 pF céramique
C_8 : 100 µF/25 V chimique alu
C_9 : 82 pF céramique
C_{10} : 10 µF/10 V chimique alu
C_{11} : 82 pF céramique
C_{12} : 2,2 nF mylar

- **Zeners 0,4 W 10 %**

D_1, D_2 : 12 V
D_3, D_4 : 5,1 V

- **Circuits intégrés**

DG 187 BA Siliconix
LM 118 H — boîtier rond ou LM 318 N — mini-DIP National
SN 72306 P (mini-DIP) Texas Instruments
SN 74121 N Texas Instruments
2 x SN 74 LS 00 N Texas Instruments

- **2 transistors 2N2222**
- **1 potentiomètre** 100 kΩ Ohmic VA 05 H

Alimentation

- **Résistances 1/2 W 5 %**

3 x 1 kΩ

- **Condensateurs chimiques aluminium**

5 x 10 µF/25 V
1 000 µF/25 V
220 µF/25 V

- **Transistors**

2 x 2N 1711
2N 2905

- **1 pont redresseur VARO** VM 48 ou équivalent
- **1 radiateur pour boîtier TO5**
- **2 diodes zener** 13 V/0,4 W
- **1 diode zener** 6,2 V/0,4 W
- **Transformateur**

10 VA sortie 2 x 13 Vefficaces

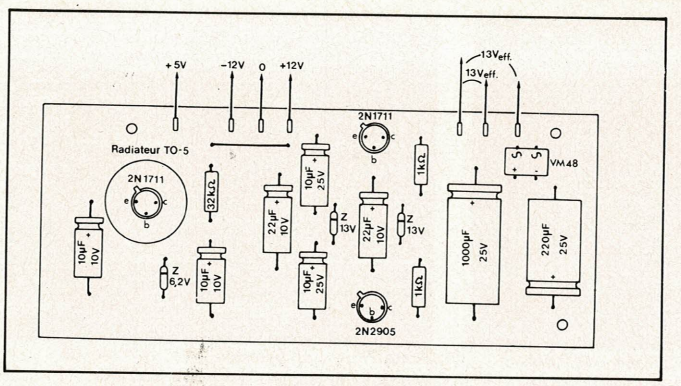


Figure 10 (Echelle 1/2).

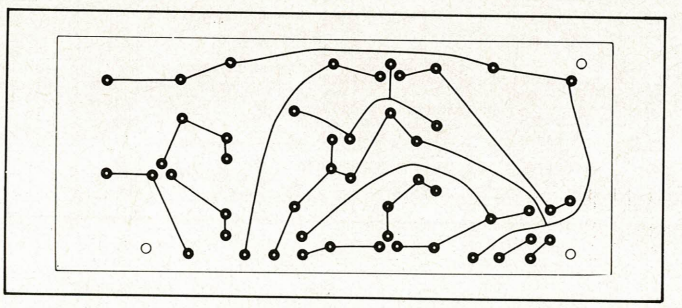
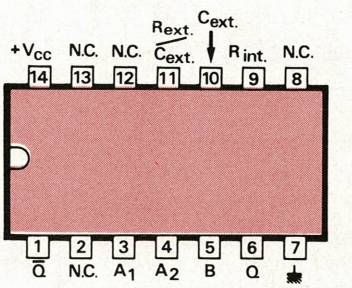
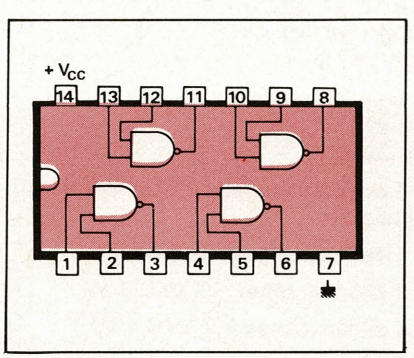


Figure 11 (Echelle 1/2).

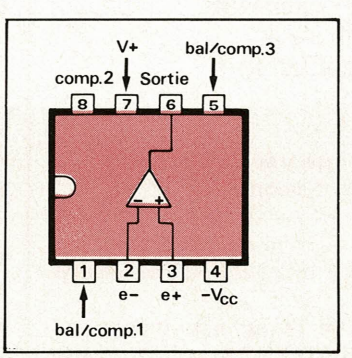
ENTRÉE			SORTIE	
A_1	A_2	B	Q	$\overline{Q}$
L	X	H	L	H
X	L	H	L	H
X	X	L	L	H
H	H	X	L	H
H	↓	H	⊓	⊔
↓	H	H	⊓	⊔
↓	↓	H	⊓	⊔
L	X	↑	⊓	⊔
X	L	↑	⊓	⊔



Brochage et table de fonctionnement du SN 74121 N.



Brochage du SN 74 LS 00 N.



Brochage du LM 318 N.

l'AOP doit avoir une tension de sortie capable de varier très vite, faute de quoi on introduit une erreur entre le passage à zéro et le basculement **(fig. 6** et **photos 1, 2, 3)**.

Nous avons employé ce que l'on trouve de plus rapide comme AOP à un prix encore abordable (25 F), le LM 118 ou 318 de National (également fabriqué par Sesco et Raytheon). Il est capable d'une vitesse de balayage en sortie de 50 V/μs (en réalité nous avons mesuré 35 V/μs à la montée et 70 V/μs à la descente). L'erreur introduite est négligeable jusqu'à 10 kHz **(photos 4 et 5)** mais ne l'est plus à 100 kHz **(photo 6)**.

Pour diminuer le temps mis à basculer de – V à + V en sortie, nous l'avons alimenté sous des tensions minimales : ± 5 V. Le + 5 V est déjà disponible pour l'alimentation de la TTL, le – 5 V est produit par D_3-C_{10}-R_{16} à partir du – 12 V général.

Comme, n'en déplaise au constructeur, le LM 118 a une fâcheuse tendance aux oscillations parasites, nous en éliminons une partie par le filtre passe-bas R_{17}-C_{11} disposé en sortie. Le signal, qui a une variation assez lente dans le cas d'une tension d'entrée BF à faible niveau, est alors soumis à une nouvelle détection de passage à zéro par le LM 306 P, qui, dans ces conditions, bascule extrêmement vite (nous avons mesuré 22 ns), assurant la pleine compatibilité avec la logique qui le suit. $R_{18} = 390\ \Omega$ est la charge du 306 (vers le + 5 V).

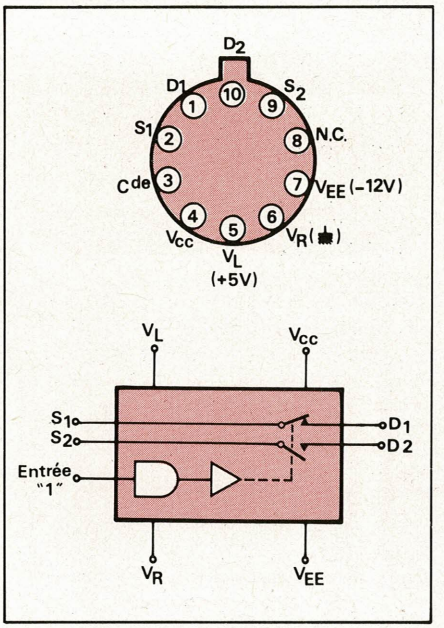
La **photo 7** montre les résultats obtenus.

A la suite du détecteur de zéro, nous pouvons obtenir facilement des impulsions coïncidant avec le basculement dans un seul sens (montant), au moyen d'un 74121, puisque la table de vérité de celui-ci nous indique qu'il ne réagit qu'à un front descendant de l'impulsion d'entrée. Il suffit de le faire précéder d'un inverseur, réalisé au moyen d'une porte d'un 74 LS 00 **(photo 8)**.

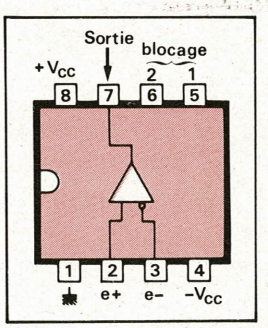
La logique suivante est très simple. Nous avons utilisé de la TTLLS qui, un peu plus chère que la TTL standard, a l'avantage de consommer beaucoup moins pour une même rapidité.

L'alimentation

Pour alimenter cet appareil indépendant des autres générateurs, il a été nécessaire de prévoir une alimentation très simple mais susceptible de fournir les trois tensions + 5, ± 12 V nécessaires. Le schéma, on ne peut plus classique, est visible à la **figure 7**. Nous avons préféré éviter l'emploi de régulateurs monolithiques pour des raisons de prix.



Brochage et synoptique du DG 187 A.



Brochage du SN 72306 P.

Réalisation pratique

Des exemples d'implantation des composants et de dessin du circuit imprimé sont donnés pour la porte **figures 8 et 9**, et pour l'alimentation **figures 10 et 11**.

Le lecteur trouvera également une nomenclature des composants nécessaires.

Mise au point des résultats

La mise au point se réduit à régler P_1 pour obtenir le meilleur aspect des trains d'ondes à 1000 Hz (précision du point de commutation).

Les bursts sont parfaits jusqu'à 10 kHz et la propreté de commutation se dégrade peu à peu au-dessus à cause de la vitesse de balayage limitée du 118. D'autre part, le filtre $R_9 - C_9$ diminue l'amplitude du signal de sortie au-dessus de 100 kHz. Néanmoins, les salves sont assez propres pour effectuer des mesures précises jusqu'à 50 kHz, et des tests intéressants au-dessus.

G.G.

Abonnez-vous au MONITEUR DE L'ELECTRICITE

en profitant de notre offre spéciale :
80 F seulement pour un an, au lieu de 100 F (*)

Considérée comme la première revue professionnelle spécialisée dans l'équipement électrique de l'usine et du bâtiment, le « MONITEUR DE L'ELECTRICITE » consacre tous les mois des rubriques régulières portant sur la sécurité, la normalisation, l'éclairagisme, les techniques de mesure, les prix des installations électriques, etc. ; de plus, notre sélection mensuelle de nouveautés peut vous apporter un précieux concours en vous tenant au courant de l'évolution technique des matériels.

Si, donc, comme nous l'espérons, notre revue vous intéresse, il vous suffit pour la recevoir régulièrement tous les mois, de nous retourner le bulletin ci-dessous.

Exceptionnellement, à titre de prospection, nous avons ramené le prix de l'abonnement annuel de 100 F à 80 F.

Grâce à cet abonnement, vous pourrez également bénéficier d'une Petite Annonce gratuite : il vous suffit de nous adresser le texte à paraître accompagné du bulletin d'abonnement.

(*) Tarif spécial de prospection valable jusqu'au 31-1-1978.

P.S. — Si vous êtes déjà abonné, cette offre est évidemment sans objet.

BULLETIN D'ABONNEMENT

LE MONITEUR
DE L'ELECTRICITE

2 à 12 RUE BELLEVUE _ 75019 PARIS

Nom et prénom : .....
Société : .....
Activité : .....
Adresse : .....

désire recevoir votre revue mensuelle pendant un an au prix de 80 F.

Je vous joins
mandat ☐
chèque ☐
de cette somme.

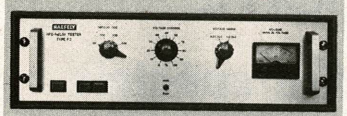
SERVICE: E.A.

Pour composants et appareils soumis aux hautes surtensions impulsionelles:

Concerne:
Laboratoire
Contrôle de qualité

Les générateurs de choc Haefely

Essais de relais électroniques selon CEI 255-4

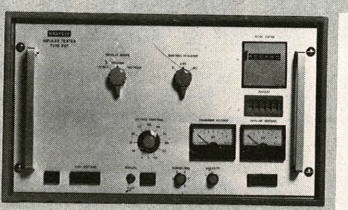


Générateur de perturbations HF pour essai de relais de protection statiques et autres composants électroniques selon CEI et ANSI C37.90a

P3

Pour essais de relais statiques avec tension de choc selon CEI 255-4

P6R

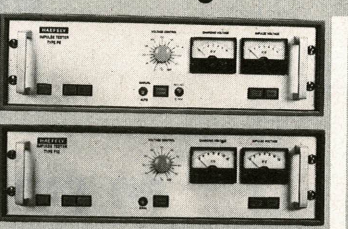


Essais d'appareils de télécommunications selon CCITT

Le générateur de choc P6T répond aux dernières recommandations CCITT No. K. 17

Il produit des impulsions 10/700, 100/700, 0,5/700 µs ainsi que l'onde 1,2/50 µs pour l'essai des circuits imprimés, etc.

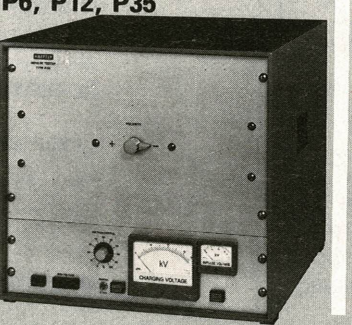
P6T



Essais avec tensions de choc normalisées 1,2/50 µs

Objets à essayer typiques: compteurs selon CEI 521, composants selon CEI 65, appareillages électriques et outils, parafoudres B.T., accessoires d'ordinateurs, antennes, contacteurs, machines électriques, électronique pour l'aéronautique

P6, P12, P35



Essais en courants de choc élevés 8/20, 20/60 et 10/1000 µs

Objets à essayer typiques:
parafoudres B.T.
varistors
résistances
filtres
circuits de protection
câbles spéciaux

Cp 70 max. 5 kA
Cp 360 max. 13 kA
CP 1500 max. 30 kA

HAEFELY

High Voltage Test Systems **ASEA HAEFELY MICAFIL**

HIGH VOLTAGE TEST SYSTEMS
BOITE POSTALE
CH-4028 BÂLE
SCHWEIZ SUISSE SWITZERLAND
TELEPHONE 061/411817
TELEX 62 469 ehb ch

salon international des
composants électroniques 78

PARIS
3 au 8 avril

BÂTIMENT 1 ALLÉE K
STAND 23

Envoyez nous s.v.p. des informations techniques détaillées

une offre de prix

- P3 Générateur de perturbation HF 3 kV
- P6R Générateur de choc pour essais de relais 6 kV
- P6 Générateur de choc 6 kV
- P12 Générateur de choc 12 kV
- P35 Générateur de choc 35 kV
- P6T Générateur de choc 6 kV télécommunications
- CP70/CP360/CP1500 Générateurs de courant de choc

Nom

Firme

Service

Rue

Lieu/Code postal

Notre adresse en France: Ets. Emile Haefely S.A.
Agence de Paris
4, rue de la Bourse
75002 Paris

Etude

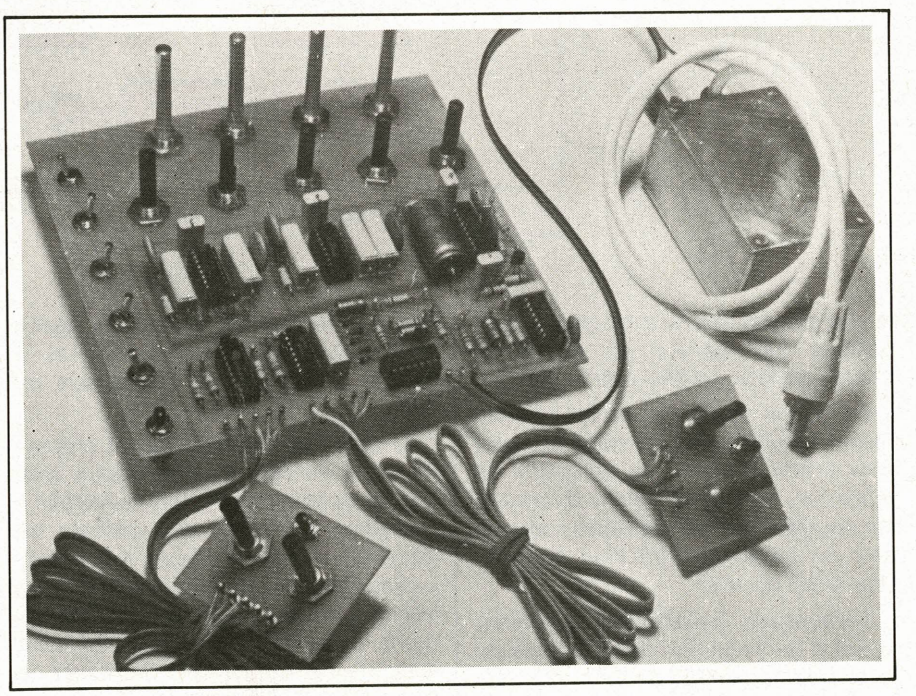
Depuis quelques mois, de nombreux jeux vidéo pour récepteurs de télévision sont proposés en kit ou tout montés.

Notre but ici n'est pas de présenter un circuit de jeux ayant une architecture figée, mais de vous faire découvrir, en cherchant à comprendre leur fonctionnement, quelques circuits grâce auxquels vous pourrez réaliser des jeux « personnalisés » et même en inventer de nouveaux, pourquoi pas ?

Nous rappellerons tout d'abord quelques principes de télévision, puis nous chercherons à concevoir une logique de jeux complète, ne mettant en œuvre que des montages de base bien connus. Nous étudierons alors quelques circuits spécialisés et, à titre d'exemple d'application, nous essaierons de réaliser plusieurs jeux, en soulignant les difficultés rencontrées.

Mais avant toute chose parlons brièvement de la structure d'un jeu vidéo.

Etude d'une logique de jeux vidéo



Structure d'un jeu vidéo

Le schéma de principe d'un jeu vidéo est indiqué **figure 1**.

Il se compose principalement de trois éléments :

- Un oscillateur de synchronisation.
- Une logique de jeux.
- Un circuit d'addition et de mise en forme.

L'oscillateur, délivrant les tops de synchronisation image et ligne, a un double rôle :

- Le premier est, bien sûr, de fournir ces tops au récepteur de télévision afin d'obtenir une image stable.
- Le second est de synchroniser entre eux les différents signaux issus de la logique de jeux.

Ces signaux sont délivrés sous une forme digitale (0 ou 1) correspondant à des niveaux noir ou blanc dans le cas

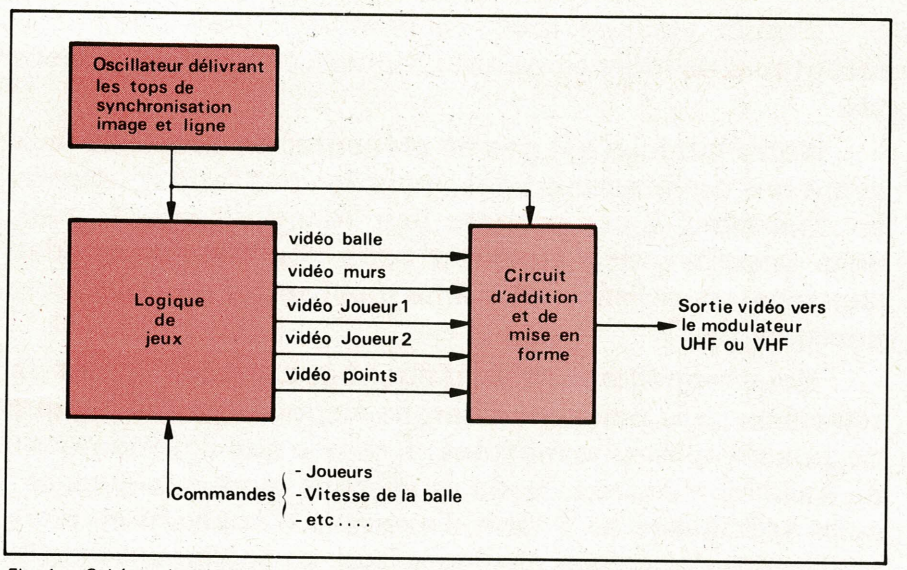


Fig. 1. – Schéma de principe d'un jeu vidéo.

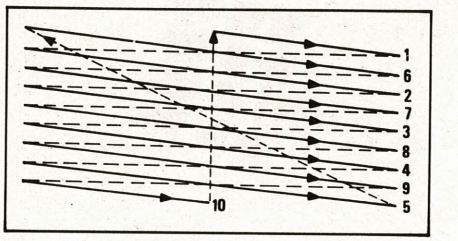


Fig. 3. – Principe du balayage entrelacé.

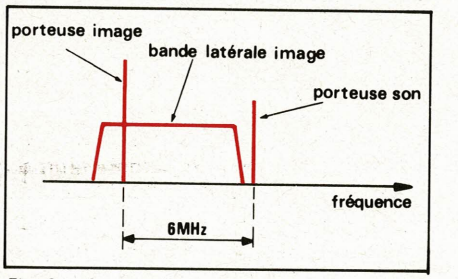


Fig. 6. – Spectre d'un signal de télévision (UHF).

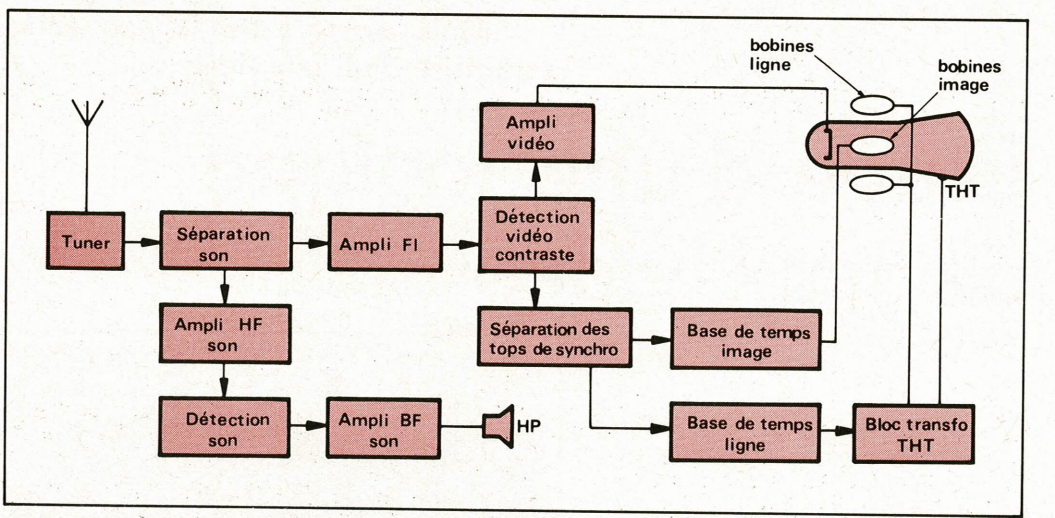


Fig. 2. – Schéma de principe d'un récepteur de télévision noir et blanc.

le plus simple. Par abus de langage, on désigne ces signaux en terme de « vidéo-balle », « vidéo-mur », etc.

Du circuit d'addition et de mise en forme, résulte un signal vidéo complet apte à être transmis au récepteur de télévision, soit directement si celui-ci est équipé d'une entrée vidéo spéciale, soit par l'intermédiaire d'un modulateur UHF ou VHF.

Différentes possibilités s'offrent quant à la réalisation de la logique de jeux : composants discrets, circuits intégrés ou encore systèmes utilisant un microprocesseur.

Rappel de quelques principes de télévision

1 – Le balayage du tube-écran

Un tube de télévision comporte un canon à électrons. Le faisceau d'électrons émis est focalisé sur l'écran de façon à former un point : « le spot » dont la luminosité est fonction de la tension appliquée sur la cathode du tube.

La déflexion du faisceau est proportionnelle au champ magnétique créé par les bobines de déviation placées à l'extérieur du tube. Les bobines de déviation « image » assurent, le déplacement vertical du spot tandis que les bobines déviation « ligne » le déplacement horizontal. Ces bobines sont attaquées en courant par des bases de temps **(fig. 2)** délivrant des signaux en dents de scie. L'écran est balayé de gauche à droite en lignes successives et de haut en bas. Dans chaque cas le retour du spot est très rapide. Ce balayage forme ce que l'on appelle une « trame ». Le balayage complet de l'écran dure 40 ms soit 25 images par seconde, pour un standard 625 lignes la durée de chaque ligne est de 64 μs soit encore une fréquence de 15 625 Hz (20 475 Hz en 819 lignes).

La télévision utilise le principe du balayage entrelacé **(fig. 3)**, une image complète est analysée en deux temps : pendant 20 ms le spot décrit une ligne sur deux du haut en bas de l'écran, puis revient en haut de l'écran pour décrire des lignes intercalées entre les précédentes pendant également 20 ms. C'est pourquoi le balayage image ne dure que 20 ms **(fig. 4)**, ce qui correspond à une « demi-image ». En raison de l'entrelacement, les lignes consécutives deux à deux ne sont pas exactement identiques, mais la largeur de la ligne est si faible que nous admettrons dans ce qui suit l'identicité des « demi-image » consécutives.

2 – Le signal vidéo fréquence

L'émetteur transmet au récepteur de télévision un signal par l'intermédiaire d'une modulation de l'onde porteuse.

Ce signal contient plusieurs informations : le « contenu image » destiné à commander la luminosité du spot, le son, et des tops de synchronisation **(fig. 5)**. Les tops de synchro ligne dont la largeur est d'environ 1 μs sont

destinés à synchroniser la base de temps ligne, les tops de synchro image dont la largeur est beaucoup plus importante, de l'ordre de 400 µs, sont destinés à synchroniser la base de temps image. Les tops de synchro se situent entre 0 et 30 % du signal alors que le « contenu image » va de 30 % à 100 %.

3 – Le son

La **figure 6** représente le spectre de fréquences d'un signal télévision. L'image avec ses tops de synchro est transmise par bande latérale sur une largeur de 5 MHz, tandis que la porteuse son est décalée de 6 MHz par rapport à la porteuse image.

Dans le cas d'un jeu télé, il n'est pas possible simplement de transmettre une information son. C'est pourquoi on préfère associer à une logique de jeux son propre haut-parleur. D'autre part, si un modulateur UHF est utilisé, « l'image passe dans le son » au niveau du récepteur, ce qui facilite le réglage de l'accord de celui-ci.

Conception d'une logique de jeux

Le fonctionnement interne des circuits intégrés utilisés pour les jeux reste le plus souvent assez mystérieux aux yeux de leurs utilisateurs. Les constructeurs donnent en effet rarement le détail de ces circuits. Nous nous proposons ici d'essayer de comprendre ces circuits, en cherchant à concevoir une logique de jeux n'utilisant que des montages de base bien connus tels que : comparateurs, monostables, bascules, etc. Soit par exemple à réaliser une logique en 625 lignes pour deux jeux, l'un du type football, l'autre du type pelote basque. Les images correspondantes devant apparaître sur l'écran du récepteur de télévision sont représentées **figure 7.**

Les circuits de base de la logique de jeux

1 – Le comparateur

C'est un circuit **(fig. 8)** ayant deux entrées analogiques notées + et –, et une sortie digitale C telle que C = 0 si V + < V – et C = 1 si V + > V –.

2 – Le monostable

Le monostable délivre en sortie une impulsion lorsqu'une transition est appliquée à son entrée. La largeur T de cette impulsion étant fixée par un cir-

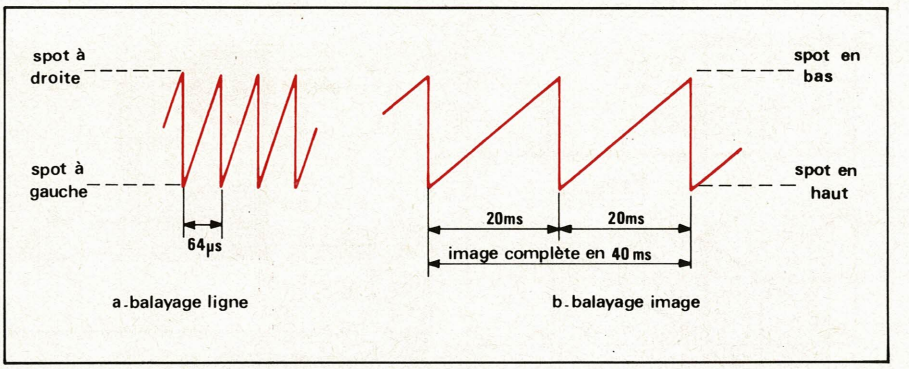


Fig. 4. – Balayage du tube écran.

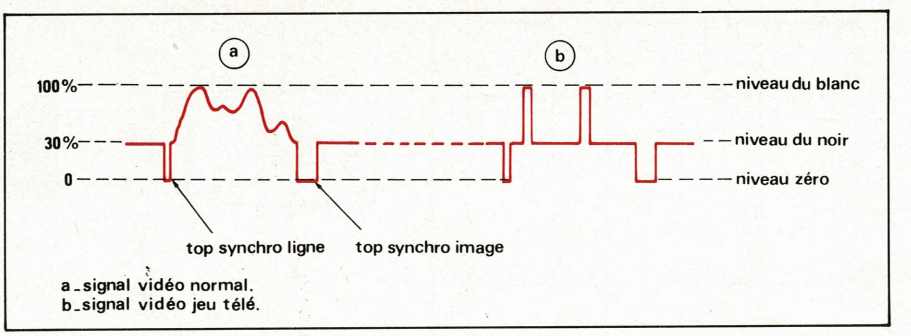


Fig. 5. – Signal vidéofréquence composite.

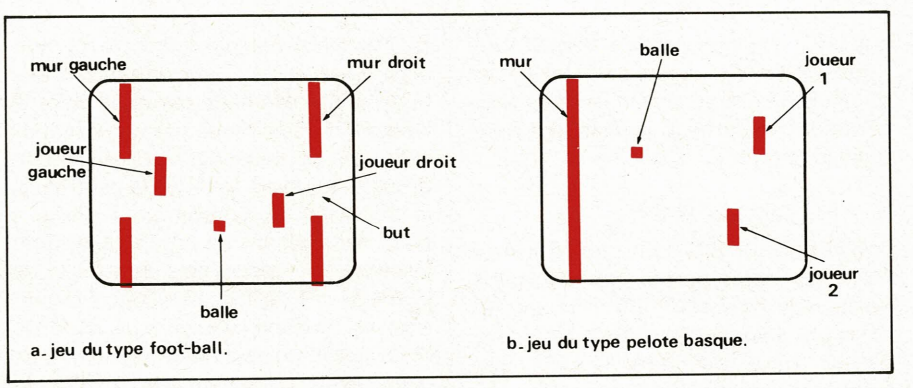


Fig. 7. – Les deux types de jeu.

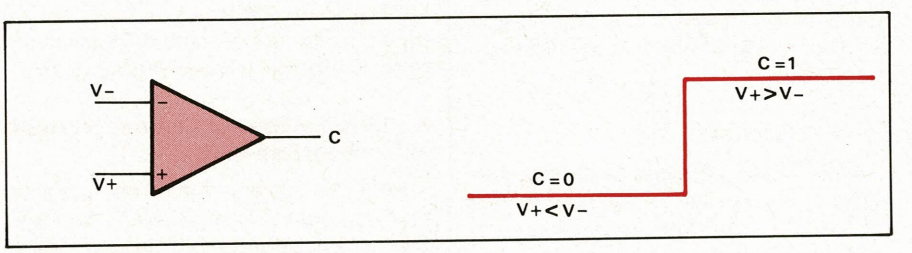


Fig. 8. – Le comparateur.

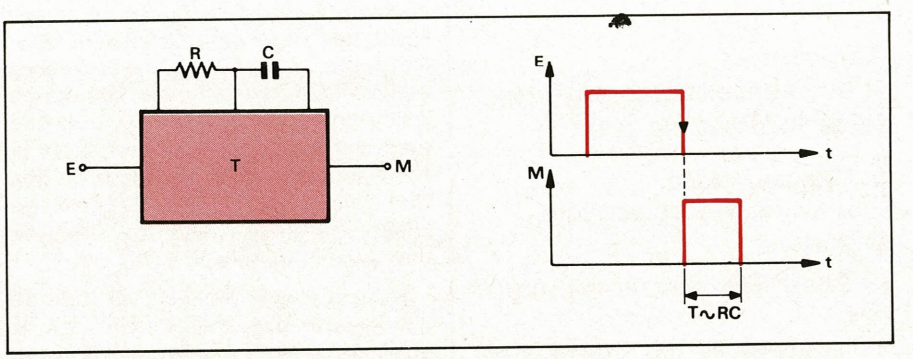


Fig. 9. – Le monostable.

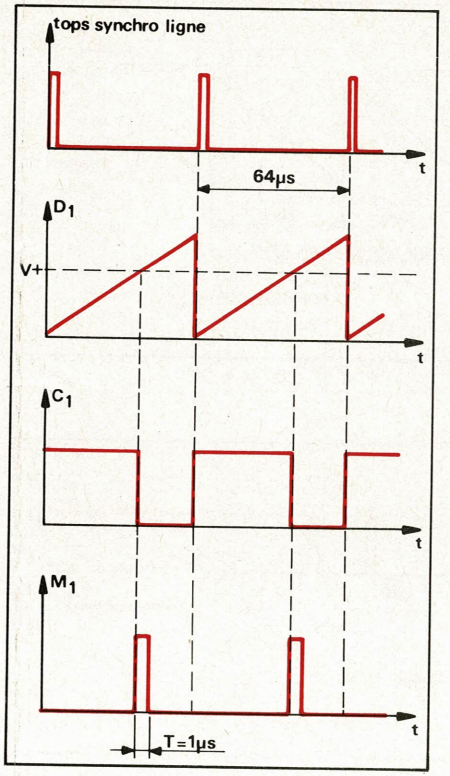
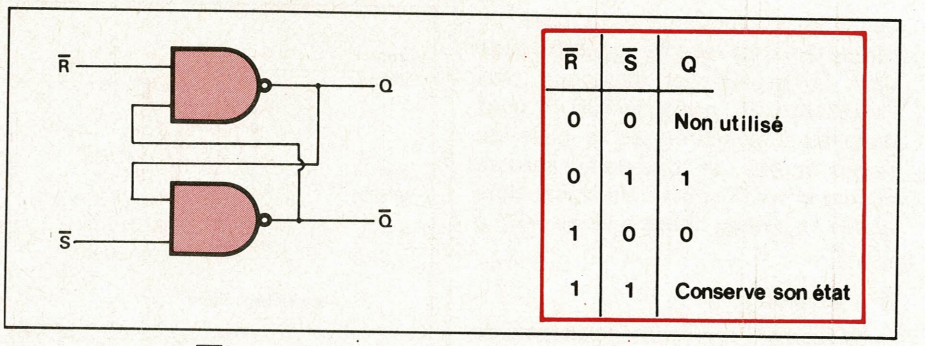


Fig. 11b. – Formes d'ondes.



R	S	Q
0	0	Non utilisé
0	1	1
1	0	0
1	1	Conserve son état

Fig. 10. – La bascule RS.

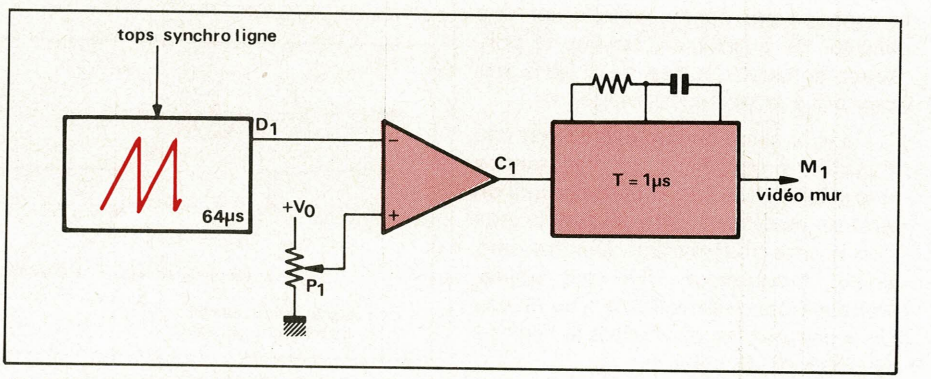


Fig. 11a. – Génération du signal vidéo pour un mur plein.

cuit RC. Le monostable **(fig. 9)** que nous utiliserons ici sera caractérisé par un déclenchement sur un front de descente et une sortie M passant à 1 pendant le temps T.

3 – La bascule $\overline{R}\,\overline{S}$

Une bascule $\overline{R}\,\overline{S}$ peut être réalisée à l'aide de deux portes Nand comme l'indique la **figure 10.** Elle est caractérisée par deux entrées : $\overline{R}$ et $\overline{S}$ et deux sorties complémentaires Q et $\overline{Q}$. Son fonctionnement est le suivant Q = 1 si $\overline{R}$ = 0 et $\overline{S}$ = 1, Q = 0 si $\overline{R}$ = 1 et $\overline{S}$ = 0, la sortie Q conserve son état lorsque $\overline{S}$ ou $\overline{R}$ repasse à 1. L'état où $\overline{R}$ = $\overline{S}$ = 0 conduisant à Q = $\overline{Q}$ = 1 est rarement utilisé.

4 – L'oscillateur

Cette logique de jeux nécessite également un oscillateur générant des impulsions de période T_L = 64 µs et T_i = 20 ms qui seront les tops de synchro ligne et image.

Génération et traitement des signaux de la logique de jeux

1 – Signaux vidéo pour les deux configurations de murs

a – Signal vidéo pour un mur vertical plein

Un comparateur **(fig. 11a)** reçoit sur son entrée (–) une dent de scie linéaire D_1 synchronisée par les tops de synchro ligne, et sur son entrée (+) une tension de référence continue dont la valeur est déterminée par un potentiomètre P_1. Lorsque la tension de la dent de scie dépasse celle de la référence, la sortie C_1 du comparateur passe à zéro, déclenchant un monostable dont la sortie M_1 délivre une impulsion de durée T_1 = 1 µs **(fig. 11b).** Cette impulsion se retrouve sur chaque ligne du balayage et correspond à un niveau de blanc dont la largeur est 1/64e de l'image. Cette sortie M_1 est donc celle d'un signal vidéo pour un mur vertical. La largeur de ce mur est fixée par la durée T_1 du monostable et sa position horizontale par le potentiomètre P_1.

b – Signal vidéo pour un mur vertical avec ouverture (but)

Pour percer une ouverture dans le mur qui vient d'être généré, il faut sur chaque image interrompre son signal vidéo pendant un temps T_2. Il suffit pour cela de faire appel à un montage analogue à celui de la **figure 11** en utilisant une dent de scie linéaire synchronisée par les tops de synchro image **(fig. 12a).** La **figure 12b** donne les formes d'ondes de ce nouveau montage. La sortie M_2 commande le passage des impulsions issues de M_1. Une consigne K permet d'obtenir en sortie, soit un mur plein K = 0 soit le mur avec ouverture K = 1.

Notons que la position verticale de l'ouverture est déterminée par le potentiomètre P_2 tandis que sa largeur l'est par le temps T_2.

Celui-ci, choisi ici arbitrairement à 6 ms, correspond à une ouverture égale environ au 1/3 de la hauteur de l'image.

2 – Génération d'un signal vidéo pour un joueur

Le problème est ici complémentaire du précédent. En effet, si au lieu de percer une ouverture dans le mur, nous faisons en sorte de valider son signal vidéo seulement pendant le temps T_2, nous obtiendrons un segment vertical que nous baptiserons « joueur ». La **figure 13** a donné le montage où l'on retrouve en M_1 un signal du type mur vertical plein, et en M_2 le signal de validation dont la durée est prise ici à 2 ms. Une simple porte ET permet d'obtenir le signal vidéo désiré. Les différentes formes d'ondes sont représentées **(fig. 13b).** Il est à remarquer que le déplacement horizontal du joueur se fera sous l'action du potentiomètre P_1 et le déplacement vertical sous l'action de P_2. La dimension horizontale du joueur sera déterminée par T_1, la verticale par T_2.

3 – Signal vidéo et déplacement d'une balle

La nature du signal vidéo pour une balle est la même que celle d'un joueur. Seules différent les dimensions ainsi que la commande des déplacements. Le montage de la **figure 13a** peut parfaitement convenir pour générer le signal vidéo d'une balle dont les

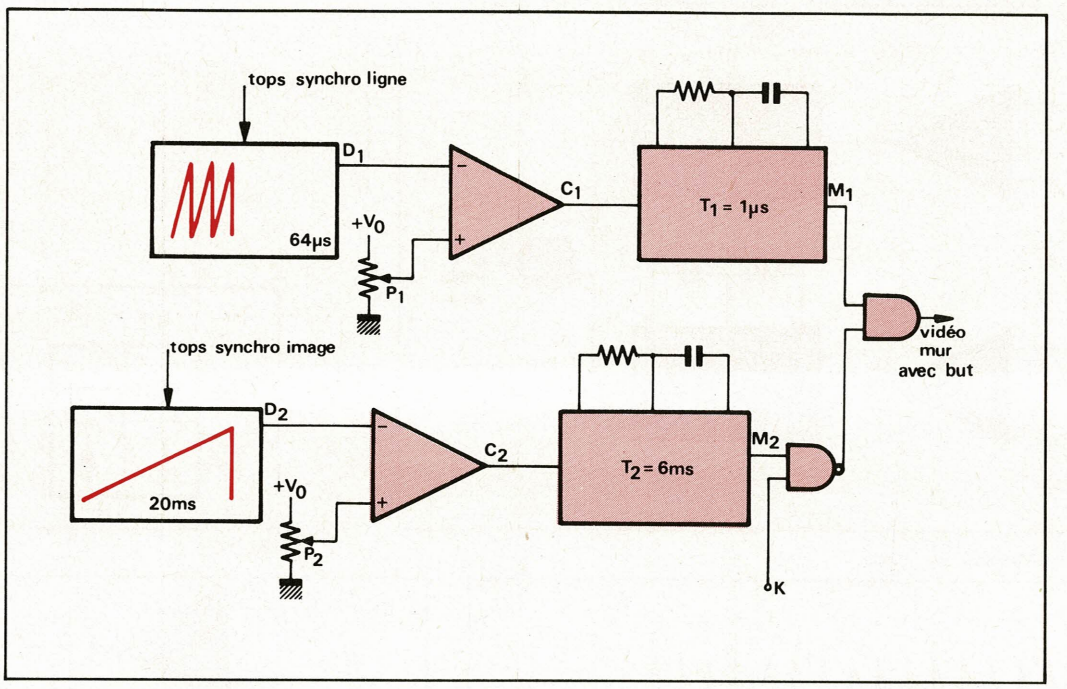


Fig. 12a. – Génération du signal vidéo pour un mur avec ouverture.

dimensions sont fixées par les durées T_1 et T_2.

Dans le cas de cette figure la position de la balle est déterminée par les potentiomètres P_1 et P_2, c'est-à-dire qu'il est possible de déplacer celle-ci manuellement, ce qui peut faciliter la mise au point de la logique de commande des rebonds que nous verrons plus loin. Pour créer le mouvement de la balle, il faut que les tensions appliquées sur les entrées (+) des comparateurs puissent évoluer d'elles-mêmes au cours du temps. Ceci peut être obtenu en remplaçant les potentiomètres P_1 et P_2 par des circuits RC comme l'indique la **figure 14.** La charge et la décharge des condensateurs des circuits RC attaqués à leurs entrées B_H et B_V par des tensions logiques provoquera le déplacement de la balle **(fig. 15).** Nous avons indiqué, sur la **figure 16,** par des flèches, le sens du déplacement de la balle sur l'écran du récepteur en fonction des niveaux logiques appliqués sur les entrées B_H et B_V.

4 – Commande des rebonds horizontaux de la balle

a – Rebonds de la balle sur deux murs

Envisageons d'abord un cas simple : celui des rebonds de la balle sur deux murs verticaux, l'un se trouvant sur la gauche de l'image, l'autre sur la droite. La **figure 17** représente la forme du signal vidéo fréquence composite des deux murs et de la balle pour une ligne du balayage horizontal. L'entrée B_H, du circuit de commande de la direction

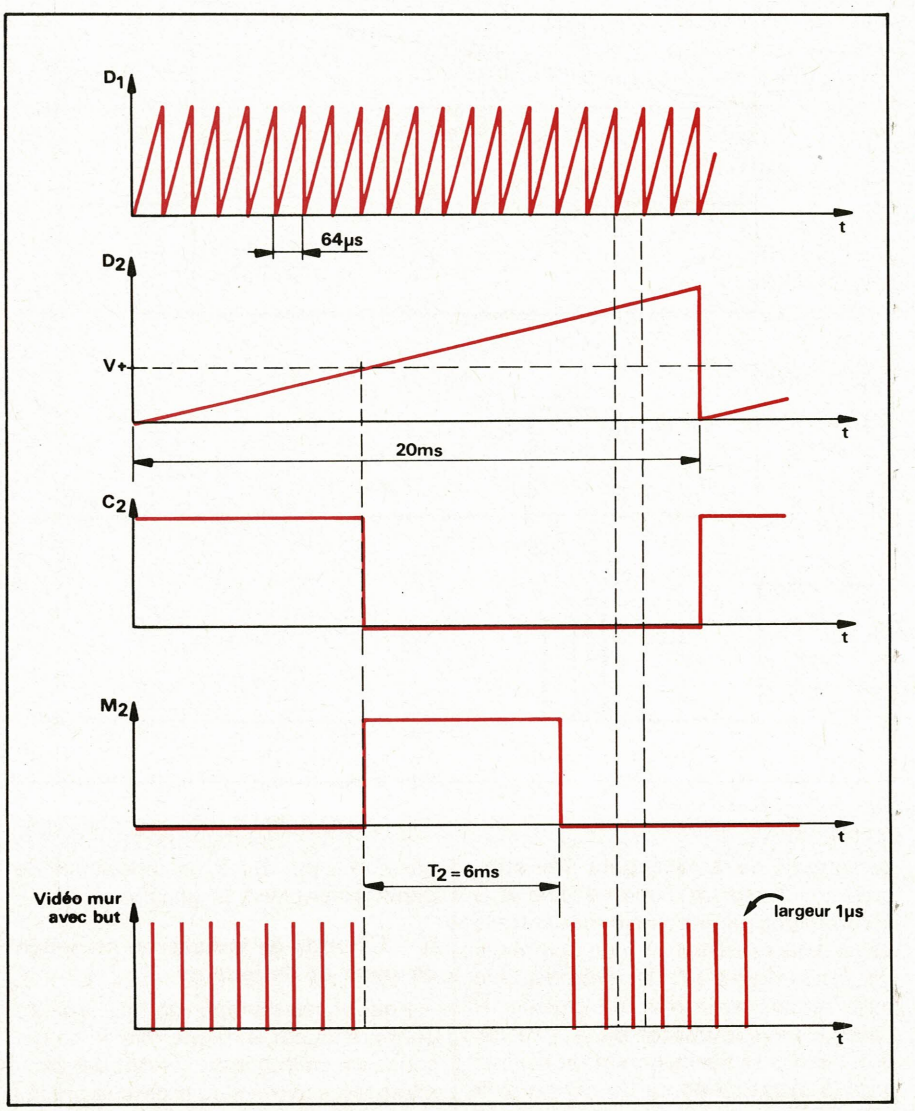


Fig. 12b. – Formes d'ondes.

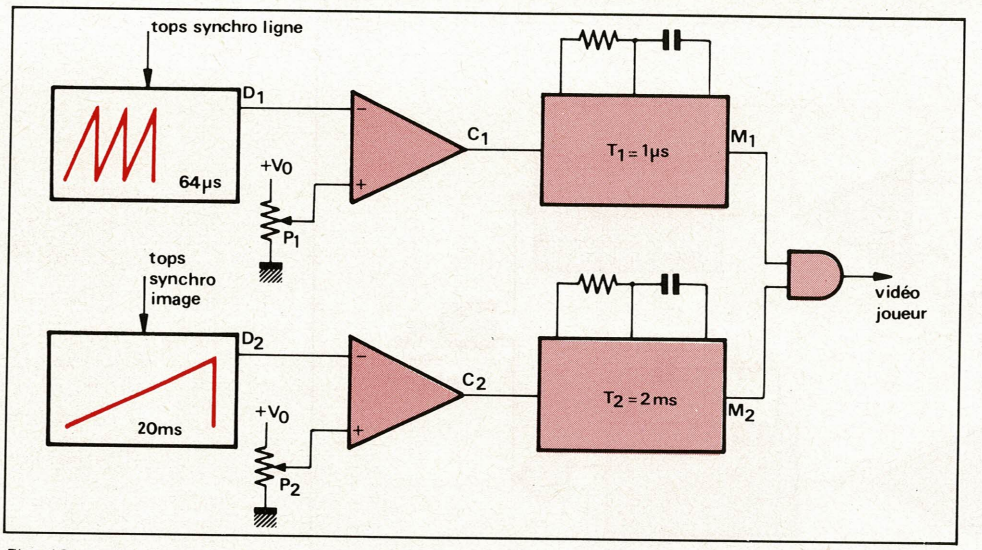


Fig. 13a. – Génération du signal vidéo pour un joueur.

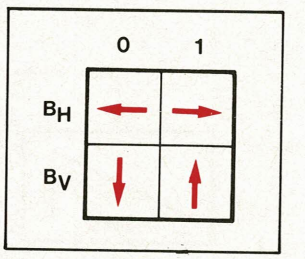


Fig. 16.

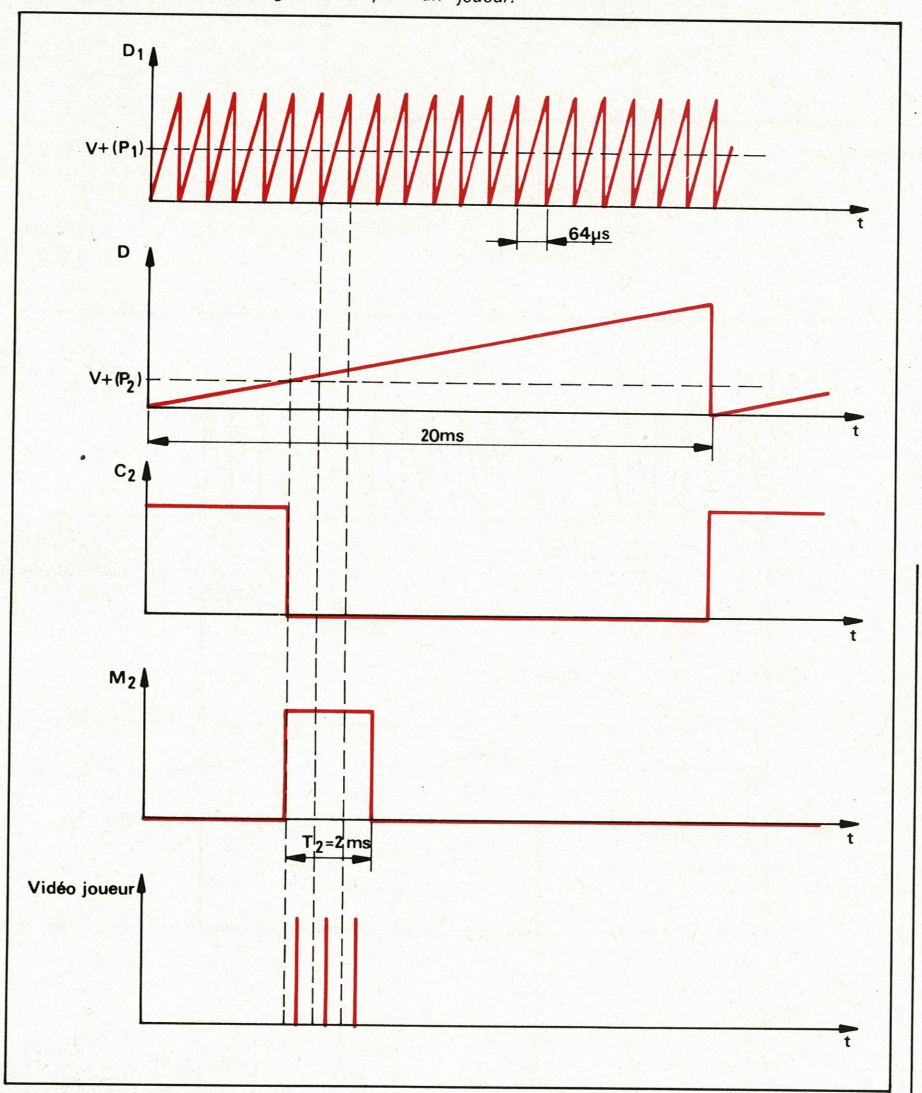


Fig. 13b. – Formes d'ondes.

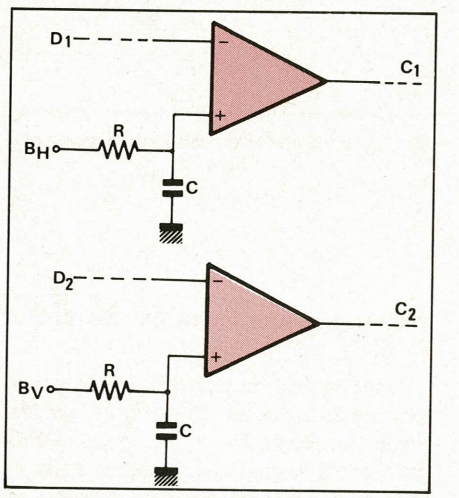


Fig. 14.

horizontale de la balle, peut être attaquée par la sortie d'une bascule $\overline{R}$ $\overline{S}$ commandée par la coïncidence entre la vidéo balle et celle d'un mur, comme le montre la **figure 17**. Par exemple, si la balle rencontre le mur de gauche, $\overline{R}$ passe à zéro, imposant $B_H = 1$ ce qui provoquera le déplacement de celle-ci vers la droite. Il en va de même si la balle rencontre le mur de droite, $\overline{S}$ passe à zéro, B_H à un, entraînant le déplacement vers la gauche.

b – Rebonds de la balle en présence de murs et de joueurs.

– Pour un jeu du type football, joueurs ou murs jouent le même rôle en ce qui concerne les rebonds. Il suffit de commander les entrées du montage précédent par l'intermédiaire de portes OU qui sont attaquées par les différents signaux vidéo comme l'indique la **figure 18.**

– Pour un jeu du type pelote basque, où seul le mur de gauche est conservé, les deux joueurs ont le même rôle pour les rebonds horizontaux de la balle. Le montage à utiliser est alors celui de la **figure 19.**

Il est possible de réunir, sur un même montage, les fonctions de commande du déplacement horizontal de la balle pour les deux types de jeu. La distinction dans la commande des rebonds sera assurée par une entrée supplémentaire X **(fig. 20)** telle que X = 1 pour un jeu du type football et X = 0 pour un jeu du type pelote basque.

5 – Commande des rebonds verticaux de la balle

Pour déterminer la commande des rebonds verticaux de la balle, (entrée B_V du circuit de la **fig. 14)** il faut connaître les limites inférieures et supérieures du terrain de jeu.

a – Les limites inférieures et supérieures

Ces limites peuvent être facilement obtenues à l'aide du montage de la

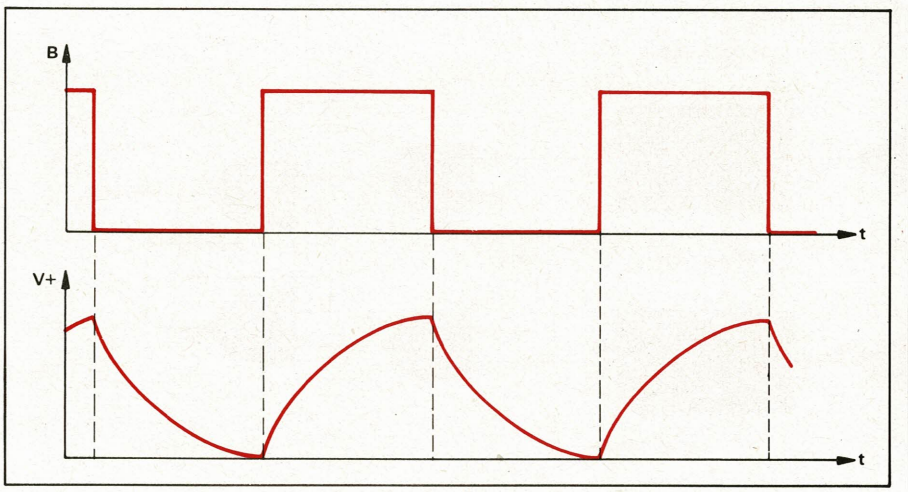


Fig. 15

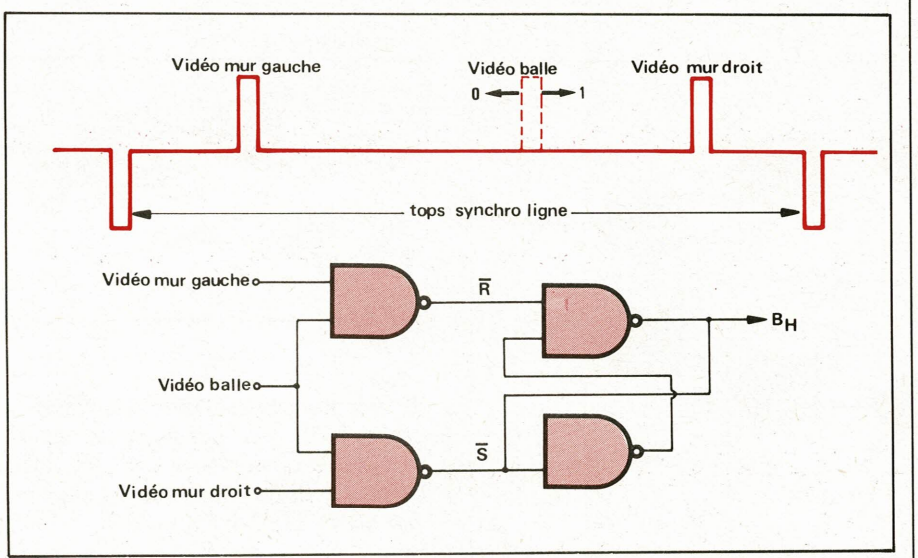


Fig. 17. – Commande des rebonds horizontaux de la balle sur les murs.

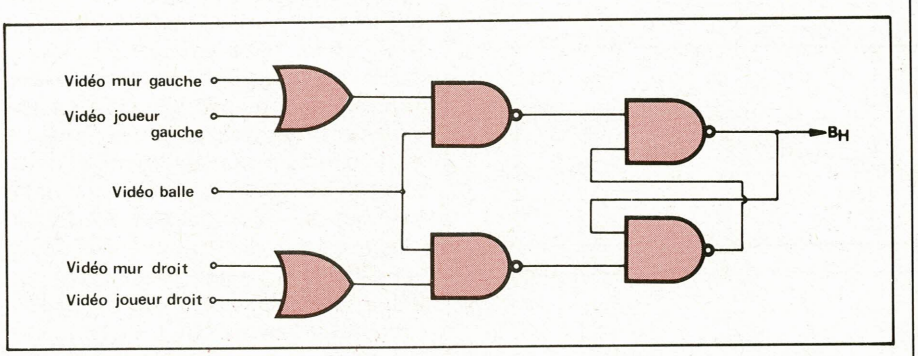


Fig. 18. – Commande des rebonds horizontaux de la balle sur les murs et sur les joueurs pour un jeu de type « foot-ball ».

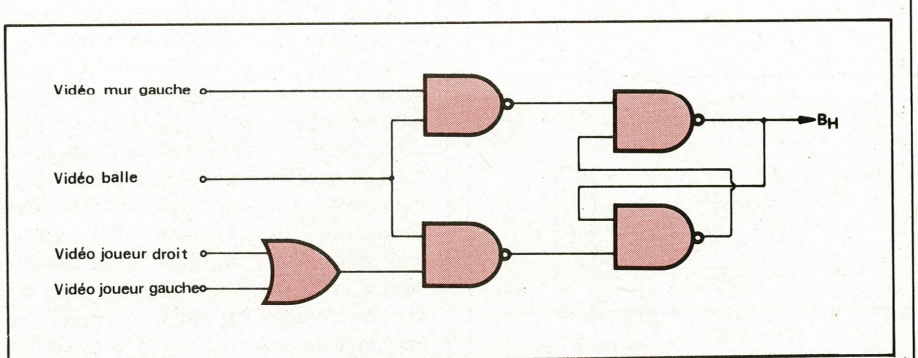


Fig. 19. – Commande des rebonds horizontaux de la balle sur les murs et sur les joueurs pour un jeu du type « pelote basque ».

figure 21. Les deux monostables, pilotés par des comparateurs à partir d'une dent de scie synchronisée par les tops de synchro image, délivrent en M_1 et M_2 des impulsions dont la durée a été choisie ici à 1 ms. La position de ces impulsions pendant la durée de chaque image est déterminée par les potentiomètres P_1 et P_2. L'impulsion en M_1 joue le rôle de limite supérieure, l'impulsion en M_2 le rôle de limite inférieure **(fig. 22)**. Il serait possible de matérialiser ces limites sur l'écran du récepteur de télévision en générant le signal vidéo correspondant. Les sorties M_1 et M_2 ne peuvent pas être directement utilisées en tant que signal vidéo car les durées T_1 et T_2 recouvrent plusieurs lignes. La solution consiste à valider les sorties M_1 et M_2 par les tops de synchro ligne complémentés **(fig. 21)**.

b – Commande des rebonds verticaux

Une bascule $\overline{R}\,\overline{S}$ **(fig. 23)** est commandée par les coïncidences entre la vidéo balle et les impulsions déterminant les limites. La sortie de cette bascule attaque l'entrée B_V du circuit de la **figure 14** créant ainsi les rebonds verticaux de la balle sur les deux limites.

6 – Circuit de localisation de la balle

Une logique de jeux serait incomplète sans un circuit de comptage des points et sans un dispositif d'engagement automatique de la balle. Dans les deux cas, une information concernant la localisation de celle-ci est nécessaire. En effet, un point sera marqué (incrémentation d'un compteur) lorsque la balle, après avoir traversé un but, disparaîtra sur le côté de l'image ; à ce moment là elle devra revenir en jeu par l'intermédiaire de l'engagement automatique. Nous prendrons ici cette information comme étant la présence de la vidéo balle en début ou en fin de ligne.

a – Localisation de la balle en fin de ligne

Nous savons que la position de la balle sur une ligne est déterminée par la tension appliquée à l'entrée d'un comparateur **(voir fig. 13)**. Plus cette tension est élevée et plus la balle se trouve en fin de ligne. A la limite la vidéo balle pourra apparaître en coïncidence avec les tops de synchro ligne. Une simple porte ET permet donc de détecter ces coïncidences **(fig. 24)**.

b – Localisation de la balle en début de ligne

Dans ce cas, si la tension d'entrée du comparateur est très faible, la vidéo balle se retrouve après un top de synchro ligne. Il suffit de retarder ce top

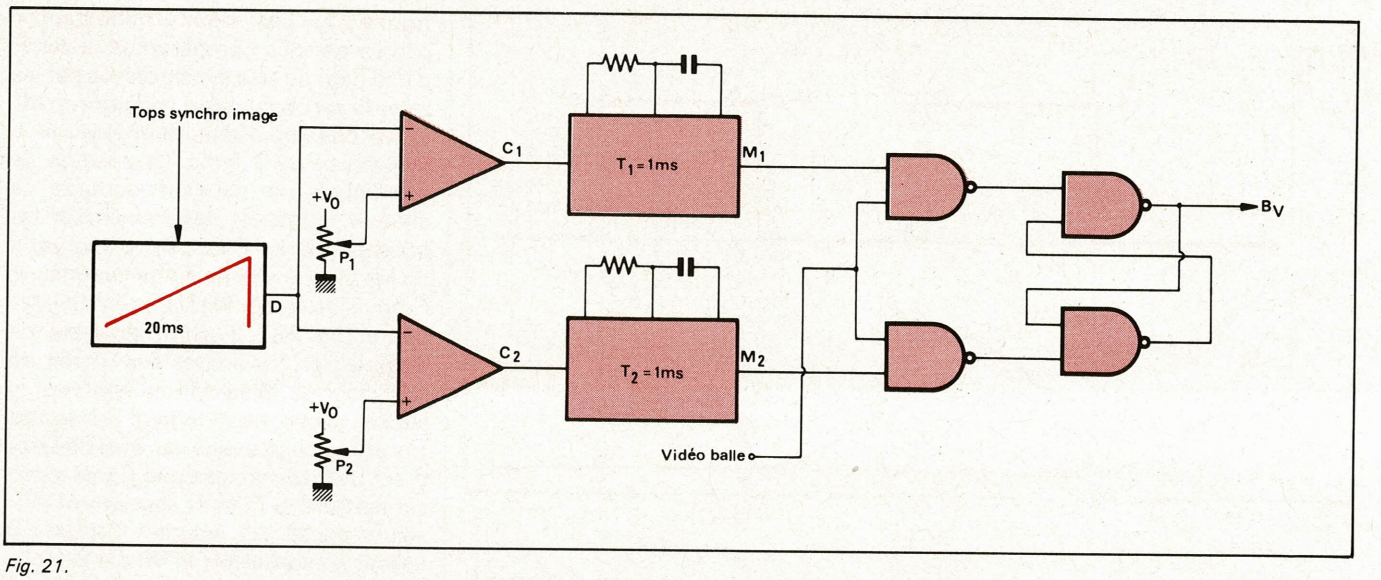


Fig. 21.

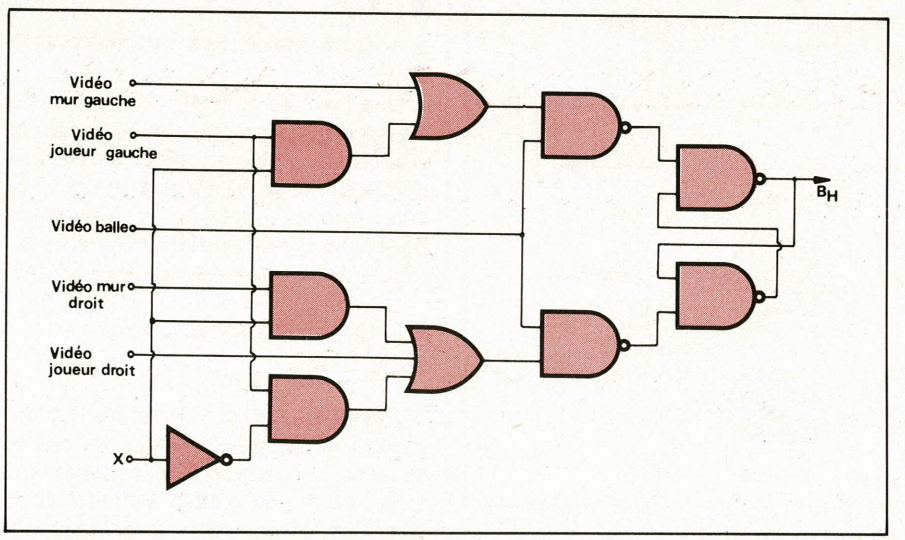


Fig. 20. – Contrôle de la direction horizontale de la balle.

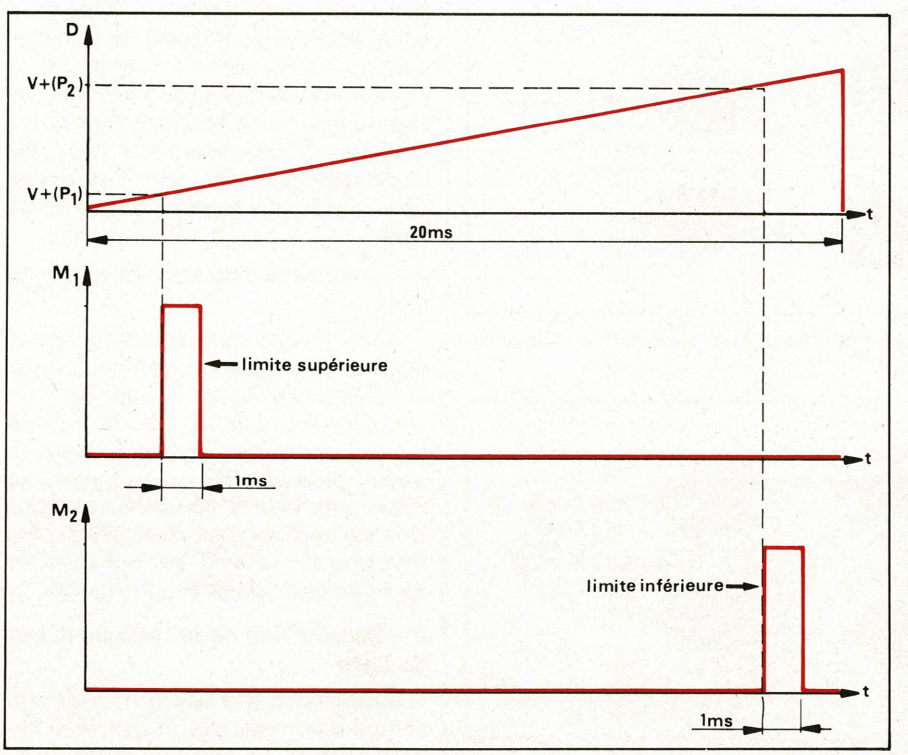


Fig. 22.

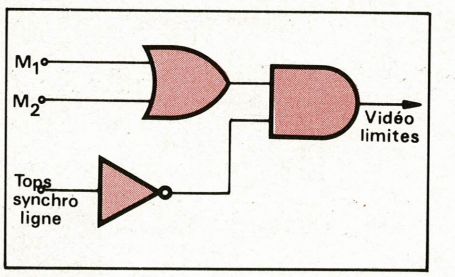


Fig. 23.

de synchro à l'aide d'un monostable de durée $T_o = 1\ \mu s$ par exemple, et de détecter la coïncidence entre la vidéo balle et la sortie M_o du monostable par une porte ET **(fig. 24 et 25)**.

c - Traitement des coïncidences

Le montage de la **figure 24** délivre des impulsions de coïncidence chaque fois que la balle se retrouve sur la droite ou la gauche de l'image. Les impulsions obtenues en sortie coïncidence se présentent sous une forme de série d'impulsions correspondant au nombre de lignes qu'occupe la vidéo balle et se reproduisant à chaque image, c'est-à-dire toutes les 20 ms. Il est difficile d'utiliser directement ces trains d'impulsions. Il est préférable d'envisager un montage délivrant un niveau haut en sortie tant que la balle se trouve sur un côté de l'image.

Nous avons représenté sur la **fig. 26** différentes formes d'ondes : les tops de synchro image, la sortie C_2 du comparateur déterminant la position verticale de la balle, la sortie M_2 du monostable fixant la hauteur de celle-ci, ainsi que deux séries d'impulsions de coïncidence $\overline{Q_1}$ est la sortie d'une première bascule $\overline{R}\ \overline{S}$ dont la mise à 1 est commandée par les impulsions de coïncidence et la mise à 0 par les tops de synchro image. $\overline{Q_2}$ est la sortie d'une seconde bascule $\overline{R}\ \overline{S}$ dont la mise à 1 est commandée par Q_1 et la mise à 0 par $\overline{C_2}$, $\overline{M_2}$, et $\overline{Q_1}$. La sortie Q_2 délivre

donc l'information cherchée. La **fig. 27** représente le montage correspondant.

Nous appellerons B_G et B_D les sorties Q_2 de deux circuits de ce type, avec $B_G = 1$ lorsque la balle est à gauche de l'image et $B_D = 1$ lorsqu'elle est à droite.

7. Comptage des points de la partie

A chaque joueur est associé un compteur dont la sortie est décodée à l'aide d'un décodeur 7 segments. A ce niveau l'affichage des points peut se faire sur un afficheur 7 segments ou bien directement sur l'écran du récepteur télévision en utilisant un générateur de caractères nécessitant un oscillateur à 1 ou 2 MHz.

Pour un jeu du type foot-ball, il serait possible de commander l'incrémentation des compteurs directement par les fronts de montée de B_G et de B_D, mais cette situation n'est pas valable pour un jeu du type pelote basque, la sortie B_G ne passant jamais à 1.

C'est pourquoi les informations B_G et B_D sont confondues à l'aide d'une porte OU **(fig. 28)** et qu'une entrée supplémentaire Z est prévue pour valider l'un ou l'autre compteur.

Pour un jeu du type foot-ball cette entrée Z peut être commandée par la sortie B_H du circuit de contrôle de la direction horizontale de la balle. En effet, si $B_H = 0$, la balle se déplace vers la gauche de l'image, le compteur du joueur droit est validé ; si la balle passe le but, celui-ci marque un point.

Pour un jeu du type pelote basque, si un joueur manque la balle elle passe sur la partie droite de l'image et l'adversaire marque un point. Il suffit donc que chaque joueur valide son propre compteur lorsqu'il renvoie la balle. Ceci est facilement obtenu à l'aide d'une bascule $\overline{RS}$ **(fig. 29)**. L'entrée Z est dans ce cas pilotée par la sortie de la bascule $\overline{RS}$ commandée par les coïncidences entre les vidéo des joueurs et la vidéo balle.

8. Engagement automatique de la balle

La remise en jeu de la balle doit intervenir chaque fois que la vidéo balle se trouve en coïncidence, avec un top de synchro ligne pour le côté droit de l'image, avec l'impulsion M_O **(fig. 24)** pour le côté gauche. Il suffit de rajouter deux portes OU sur les entrées vidéo joueurs du montage de la **figure 20** assurant le contrôle de la direction horizontale de la balle. Le nouveau circuit ainsi obtenu est représenté **figure 30.**

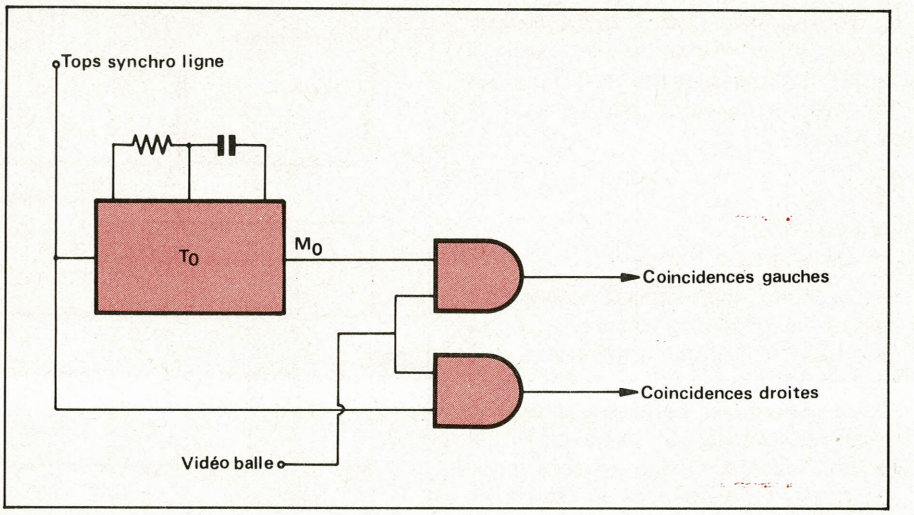


Fig. 24.

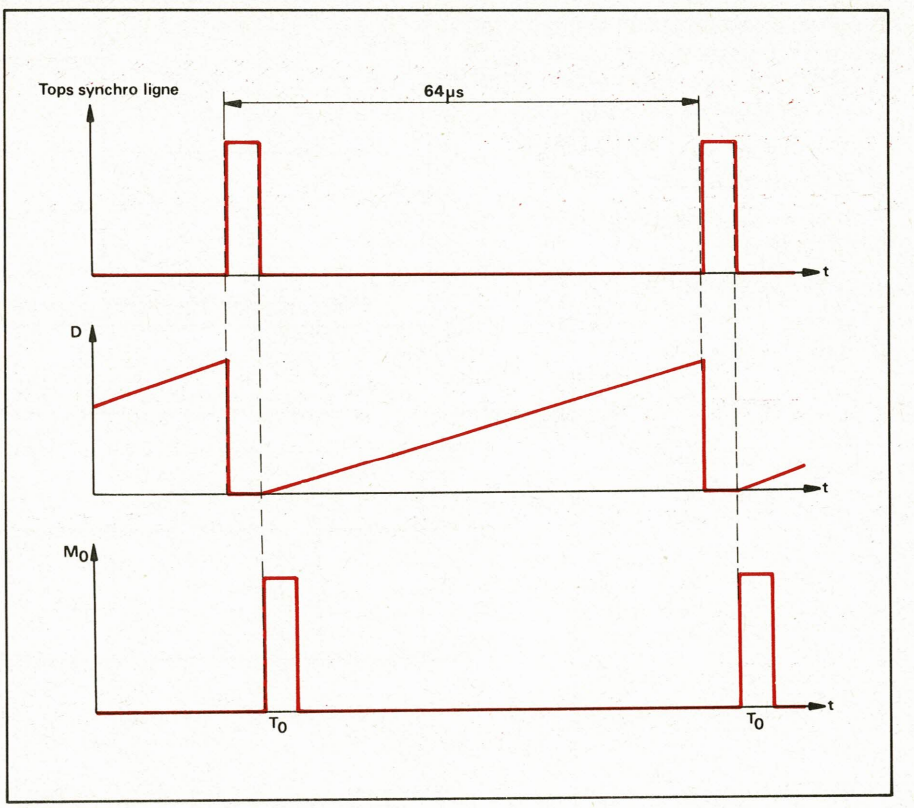


Fig. 25.

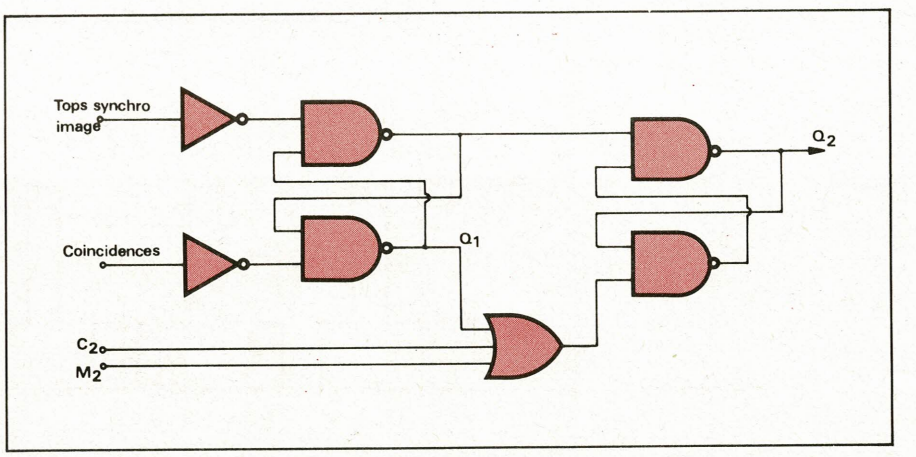


Fig. 27.

Il est également possible d'envisager un engagement manuel de la balle, il suffit d'attaquer les portes OU par des impulsions délivrées par un bouton poussoir.

9. Circuit d'addition et de mise en forme

Ce circuit encore appelé sommateur vidéo est destiné à délivrer le signal vidéo fréquence composite. La **figure 31** indique un montage possible. L'addition est ici réalisée à l'aide de trois résistances. La résistance R_1 est attaquée par les tops de synchro image et ligne complémentés, la résistance R_2 l'est par les différents signaux vidéo, le signal vidéo fréquence composite est obtenu aux bornes de la résistance R_3. Son fonctionnement suppose qu'aucun signal vidéo ne soit présent en même temps qu'un top de synchro ce qui est normalement le cas. Trois cas se présentent **(fig. 32)** :

– présence de tops de synchro :

$v_1 = 0$; $v_2 = 0$ donc $v_3 = 0$

– absence de tops de synchro et de signal vidéo :

$v_1 = V_o$; $v_2 = 0$ donc

$$v_3 = \frac{\delta}{R_1} V_o$$

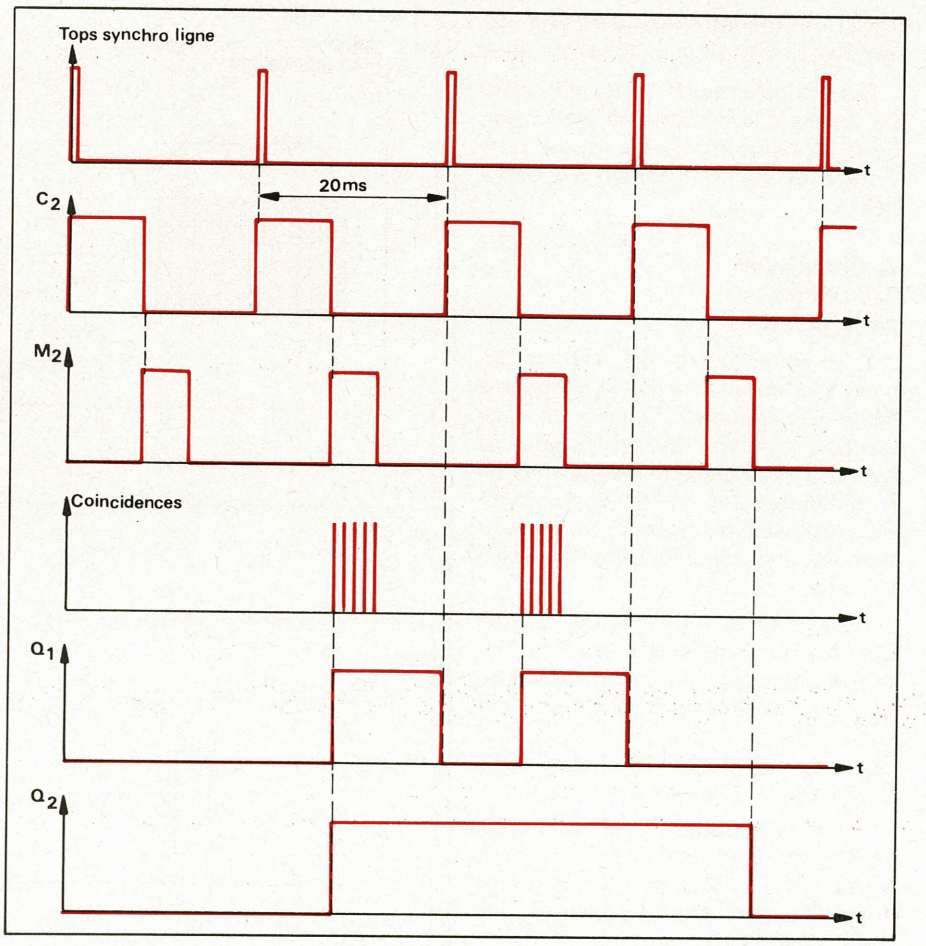


Fig. 26.

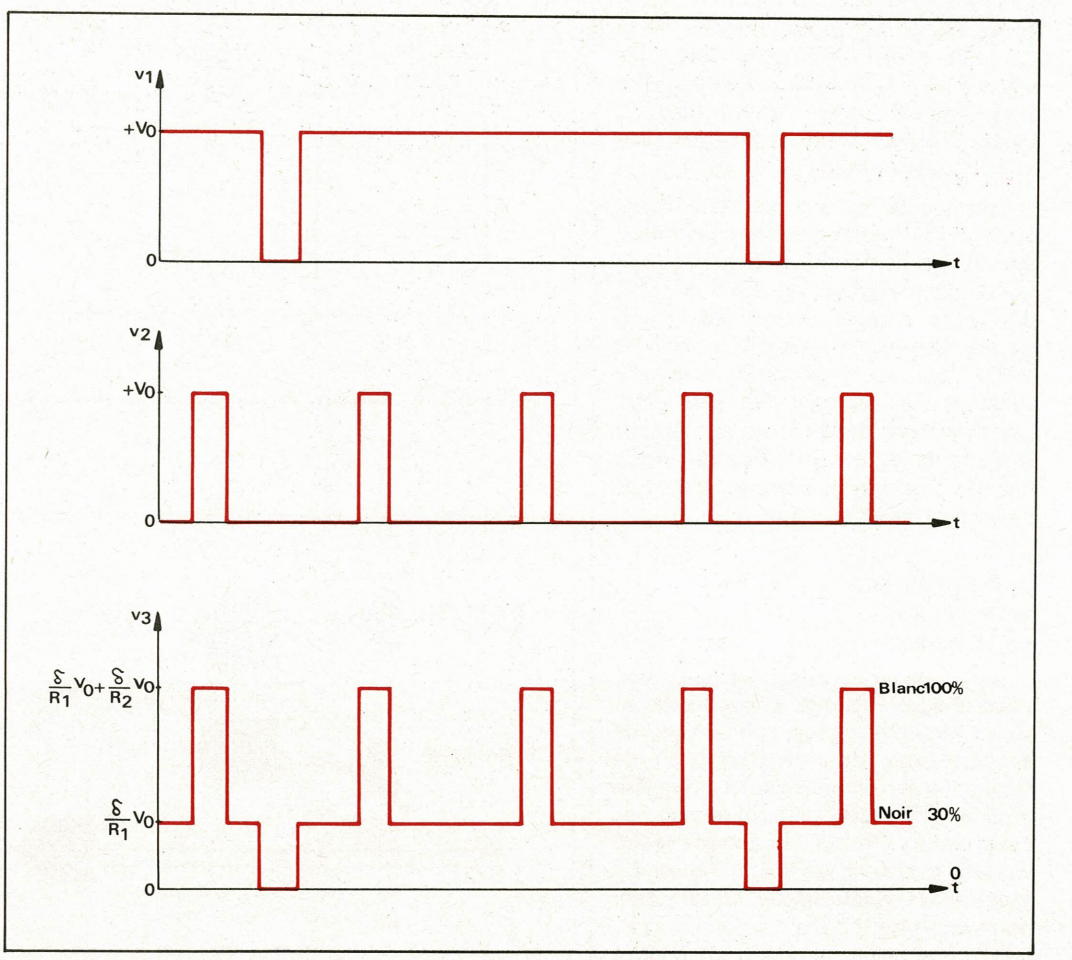


Fig. 32.

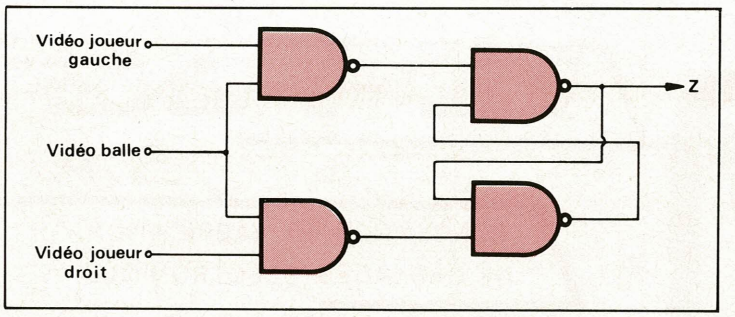


Fig. 29.

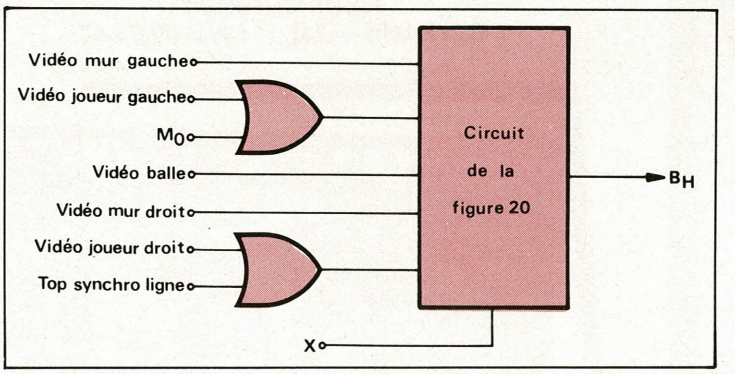


Fig. 30.

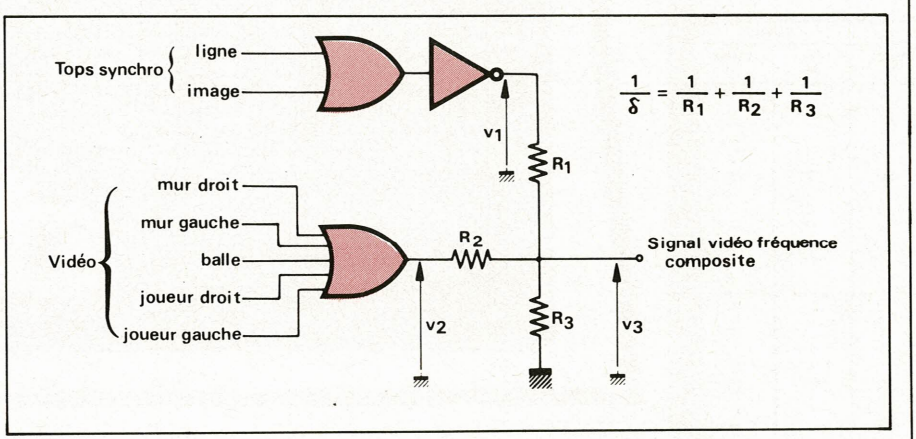


Fig. 31.

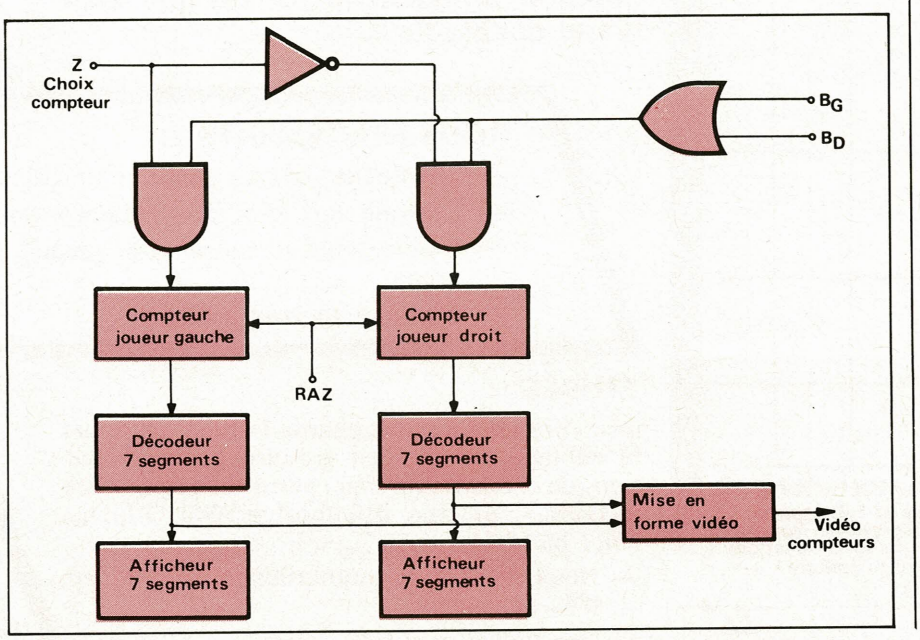


Fig. 28.

avec

$$\frac{1}{\delta} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3}$$

l'amplitude de v_3 correspondant à un niveau de noir ;

– absence de tops de synchro et présence de signal vidéo :

$v_1 = V_0$; $v_2 = V_0$ donc

$$v_3 = \frac{\delta}{R_1} V_o + \frac{\delta}{R_2} V_o$$

l'amplitude de v_3 correspond ici à un niveau de blanc.

Nous avons donc réuni ici tous les éléments nécessaires pour réaliser cette logique de jeux. Il est à remarquer que les comparateurs auraient pu être remplacés par des monostables commandés directement par les tops de synchro ce qui revient à faire du retard d'impulsion à l'aide de deux monostables, procédé bien connu. Une autre solution aurait consisté à utiliser des compteurs pilotés par une horloge, à 1 MHz par exemple, pour générer les différents signaux vidéo, mais cette méthode conduit rapidement à un montage compliqué qui n'est pensable qu'en circuit intégré du type LSI.

Claude GASTAUD
Maître-assistant à l'Université
Pierre-et-Marie-Curie (Paris)

transformateurs toriques

SUPRATOR

220 V PRIMAIRE
Puissances : 30 - 50 - 80 - 120 - 160 - 220 VA
Tensions secondaires « standard »

- Aucune distorsion du signal
- Fuite nulle
- Suppression absolue **de vibration** par absence de plaque et d'entrefer
- Réduction de 50 % **de poids et** de volume, par rapport aux transformateurs traditionnels
- Magnétisation très **minime du** noyau
- Forme plate, spécialement **adaptée** aux montages sur circuits imprimés
- Installation facile par simple **fixation** centrale
- Possibilité d'assemblage de **trois unités** pour l'obtention d'ensembles triphasés
- Niveau de prix comparable aux **transformateurs** conventionnels
- Très adaptés aux problèmes d'alimentation HI-FI, informatique, etc.

Les secondaires, branchés en parallèle, donnent une double intensité et, en série, une double tension. Par exemple : le type 80 VA 2 x 35 V en parallèle donne 35 V sous 2,2 A, et en série 70 V sous 1,1 A.

Code de couleurs : primaire : jaune, extrémités des secondaires : rouge.

Sur demande, nous pouvons étudier d'autres puissances et différentes combinaisons de bobinages primaires et secondaires.

Pour la fixation, nous fournissons avec les transformateurs, deux disques d'acier embouti et deux disques isolants en Néoprène. L'assemblage se réalise au moyen d'un boulon M6 et d'un écrou également fournis, vissés dans le trou central.

Type	Puissance VA	Tension secondaire V	Intensité secondaire A	Dimensions et poids			Pertes	
				ø mm	Epaisseur mm	Poids kg	Fer W	Cuivre W
CS 3206	30	2 x 6	2 x 2,5	71	33	0,5	0,28	6
CS 3210	30	2 x 10	2 x 1,5					
CS 3212	30	2 x 12	2 x 1,2					
CS 3215	30	2 x 15	2 x 1					
CS 3218	30	2 x 18	2 x 0,8					
CS 3220	30	2 x 20	2 x 0,75					
CS 3222	30	2 x 22	2 x 0,68					
CS 3230	30	2 x 30	2 x 0,5					
CS 3235	30	2 x 35	2 x 0,4					
CS 3040	30	40	0,75					
CS 3050	30	50	0,6					
CS 3060	30	60	0,5					
CS 5210	50	2 x 10	2 x 2,5	81	35	0,7	0,4	8
CS 5212	50	2 x 12	2 x 2,1					
CS 5215	50	2 x 15	2 x 1,6					
CS 5218	50	2 x 18	2 x 1,4					
CS 5220	50	2 x 20	2 x 1,25					
CS 5222	50	2 x 22	2 x 1,14					
CS 5230	50	2 x 30	2 x 0,8					
CS 5235	50	2 x 35	2 x 0,7					
CS 5040	50	40	1,25					
CS 5050	50	50	1					
CS 5060	50	60	0,8					
CS 8210	80	2 x 10	2 x 4	93	35	1	0,65	10
CS 8212	80	2 x 12	2 x 3,3					
CS 8215	80	2 x 15	2 x 2,6					
CS 8218	80	2 x 18	2 x 2,2					
CS 8220	80	2 x 20	2 x 2					
CS 8222	80	2 x 22	2 x 1,8					
CS 8230	80	2 x 30	2 x 1,3					
CS 8235	80	2 x 35	2 x 1,1					
CS 8040	80	40	2					
CS 8050	80	50	1,6					
CS 12215	120	2 x 15	2 x 4	106	35	1,35	0,95	15
CS 12218	120	2 x 18	2 x 3,3					
CS 12220	120	2 x 20	2 x 3					
CS 12222	120	2 x 22	2 x 2,7					
CS 12226	120	2 x 26,5	2 x 2,3					
CS 12230	120	2 x 30	2 x 2					
CS 12235	120	2 x 35	2 x 1,7					
CS 16218	160	2 x 18	2 x 4,4	106	45	1,8	1,3	17
CS 16220	160	2 x 20	2 x 4					
CS 16222	160	2 x 22	2 x 3,6					
CS 16226	160	2 x 26,5	2 x 3					
CS 16230	160	2 x 30	2 x 2,67					
CS 16235	160	2 x 35	2 x 2,3					
CS 22218	220	2 x 18	2 x 6	125	50	2,5		
CS 22220	220	2 x 20	2 x 5,5					
CS 22222	220	2 x 22	2 x 5					
CS 22235	220	2 x 35	2 x 3,14					

I.E.D. **TOUS MODELES SPECIAUX SUR DEVIS**
Vente exclusive grossites et fabricants

SUPRATOR
tél. 246.86.47
34, rue de CHABROL
75010 PARIS

Bon pour une documentation détaillée gratuite

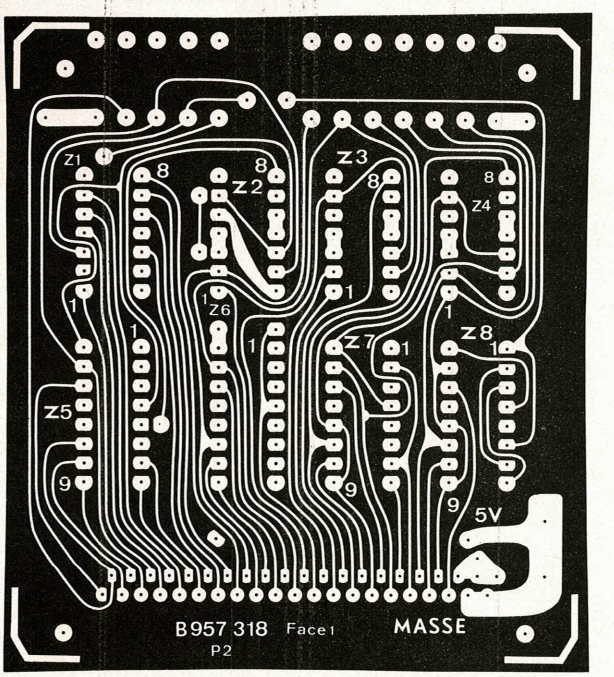
Nom _____

Adresse _____ EA

ELECTRO - CONCEPT S.A.

CONCEPTION ET FABRICATION
DE CABLAGES ELECTRONIQUE

Siège Social, 25 route d'Orléans
45610 CHAINGY
ORLEANS - Tél. : (38) 80.68.43



— Fabrique industrielle de tout circuit imprimé professionnel classique simple et double face.

TOUS TRAITEMENTS

— Marquage blanc, jaune, noir, bleu, etc.
— Epargne vert, vert mat, incolore mat
— Connecteurs nickel plus or jusqu'à 15 microns
— Etamage rouleau à chaud.

ETUDES :

Nous prenons à notre charge l'étude ainsi que le câblage complet en armoire avec fabrication de l'ensemble par notre associé « Ets ATCOM », 47, rue d'Ambert, 45000 Orléans. Tél. : 86.19.41.

— Nous avons de nombreuses références, très sérieuses.
— Nos délais sont très courts.

Si l'électronique médicale apporte au diagnostic une aide précieuse et efficace, dont l'avenir verra s'amplifier le nombre d'appareils ou de moyens, cela semble parfaitement logique. Pour la thérapeutique, cela est moins évident. Ce que la médecine recherche, en usant de la thérapeutique, c'est de rendre à l'organisme son intégrité physiologique qu'il a perdu au cours de la maladie. Si l'apport technique est temporaire et permet néanmoins de retrouver cet intégrité, le but est atteint. Toutefois, dans certains cas, l'apport est définitif et oblige à des prouesses techniques. C'est le cas notamment des pacemakers cardiaques.

Le pancréas artificiel

Dans le domaine du pancréas, le problème est différent, nous sommes en présence d'une glande endocrine dont la défaillance est actuellement corrigée efficacement par un traitement médicamenteux. Dans ce cas, l'apport technique vise à court terme l'étude « in vivo » du diabétique en phase aigüe ou chronique, au cours d'accouchements, d'interventions chirurgicales, bref en de multiples circonstances. Mais cet apport vise également à long terme une meilleure connaissance de l'homéostasie glycémique, afin de mieux définir l'aspect technique des futures prothèses qui, après miniaturisation, seront implantables. Toutefois, il est nécessaire d'attendre encore quelques années avant de voir disparaître la servitude des injections d'insuline.

Le diabète

C'est une affection qui se présente sous plusieurs formes, mais avec des caractères communs : augmentation de la soif et de la faim, émission exagérée de la quantité d'urine avec modification de sa composition (notamment augmentation du taux de sucre).

La forme la plus fréquente est le diabète sucré. Elle est reconnue et traitée chez 1 % de la population française et l'on pense qu'il y a en outre 1 % de diabétiques non dépistés.

La présence de sucre dans les urines (glycosurie) indique que le taux de sucre dans le sang (glycémie) dépasse un certain seuil. C'est une voie d'accès commode pour surveiller un diabétique en traitement, à condition qu'il s'agisse d'un patient atteint de diabète sucré. En effet, dans le diabète rénal, entre autres, nous avons une glycosurie avec une glycémie normale.

Un taux de sucre sanguin trop élevé (hyperglycémie) lèse irréversiblement de nombreux tissus et conduit à des dégâts anatomiques et à des troubles

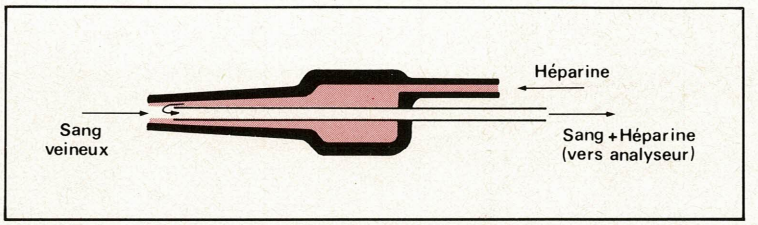


Fig. 1. – Principe du prélèvement en continu d'échantillon sanguin veineux au moyen d'une canule à double lumière. Ce dispositif assure une héparinisation extracorporelle.

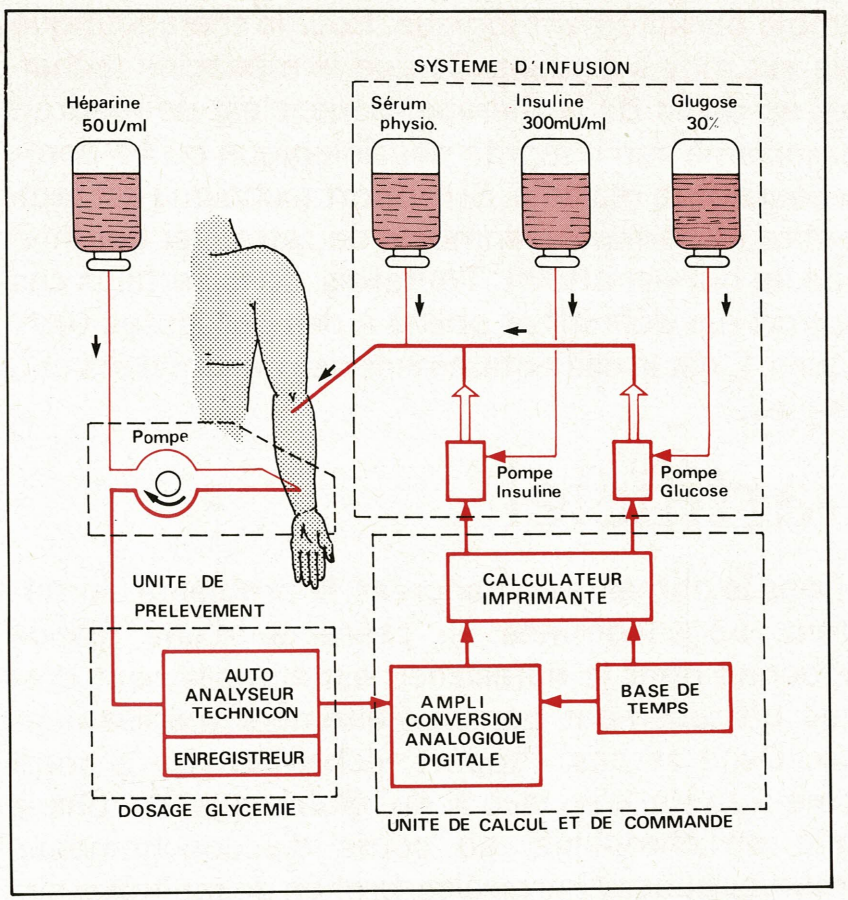


Fig. 2 – Schéma du système d'asservissement de la glycémie, d'après Slama, Klein, Tardieu et Tchobroutsky (1).

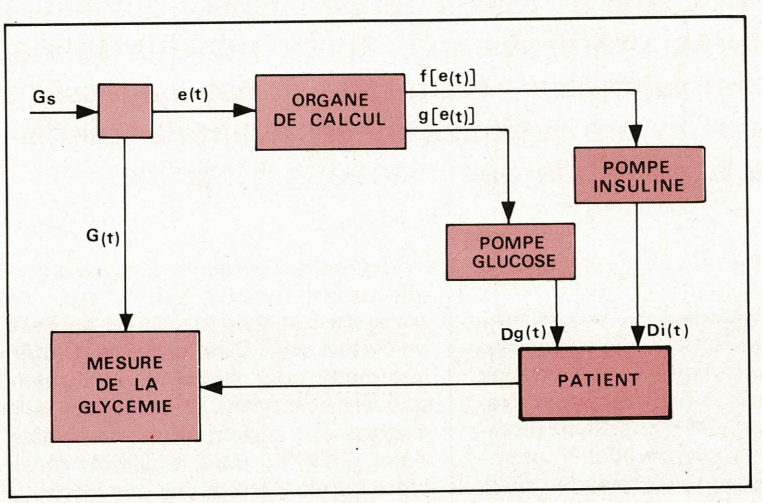


Fig. 3. – Boucle d'asservissement d'après Klein (1)
G_s : valeur souhaitée pour la glycémie.
$G_{(t)}$: valeur mesurée de la glycémie en fonction du temps.
$e_{(t)}$: écart entre G_s et $G_{(t)}$.
Di (t) = f ($e_{(t)}$) : débit d'insuline à injecter en fonction de $e_{(t)}$
Dg (t) = g ($e_{(t)}$) : débit de glucose à injecter en fonction de $e_{(t)}$

fonctionnels. C'est la cause de certaines cataractes, de l'atteinte de la paroi des vaisseaux, etc.

Le taux de sucre est maintenu autour de 100 mg pour 100 ml de sang au moyen d'une hormone (l'insuline) provenant du pancréas. Son rôle est de favoriser l'utilisation du sucre par les tissus et par conséquent d'abaisser le taux de la glycémie.

Traitement médical

Actuellement, le traitement des diabétiques s'effectue par la prise d'insuline, en une ou plusieurs injections quotidiennes selon les méthodes. Cet apport d'insuline ne reflète jamais la demande physiologique qui varie au cours de la journée. Il est difficile de faire en séquentiel, au moyen d'une seringue, ce que fait la nature en continu, avec une glande.

Traitement chirurgical

La transplantation totale ou partielle d'un pancréas est une solution qui a été envisagée mais, bien que la technique chirurgicale soit bonne, les résultats sont décevants. Il s'agit d'un problème de tolérance immunitaire qui rejoint celui des greffes en général. L'immunologie est une discipline en pleine évolution et il est certain que dans quelques années les transplantations d'organes constitueront un traitement plus fiable.

Traitement biochimique

Le traitement biochimique est un moyen terme entre la transplantation et le pancréas artificiel. En effet, si l'on implante du tissu pancréatique, on peut le protéger du rejet immunitaire du receveur en isolant le greffon au moyen d'une membrane artificielle. Il suffit que la perméabilité soit telle qu'elle laisse passer les nutriments (dont le glucose) dans le sens receveur/greffon et l'insuline dans l'autre sens. Par contre, le passage d'éléments cellulaires ou de grosses molécules protéiques (siège des propriétés immunologiques) ne doit pas être possible.

Un tel dispositif existe et est connu sous le nom de pancréas artificiel, bien qu'en fait ce soit une prothèse hybride. Elle comporte donc deux éléments :

– Un élément actif représenté par des cellules pancréatiques secrétrices d'insuline (ilôts de Langerhans). Ces cellules sont prélevées, mais peuvent être multipliées en culture.

– Un élément passif, la membrane. C'est un polymère poly-acrylique ou

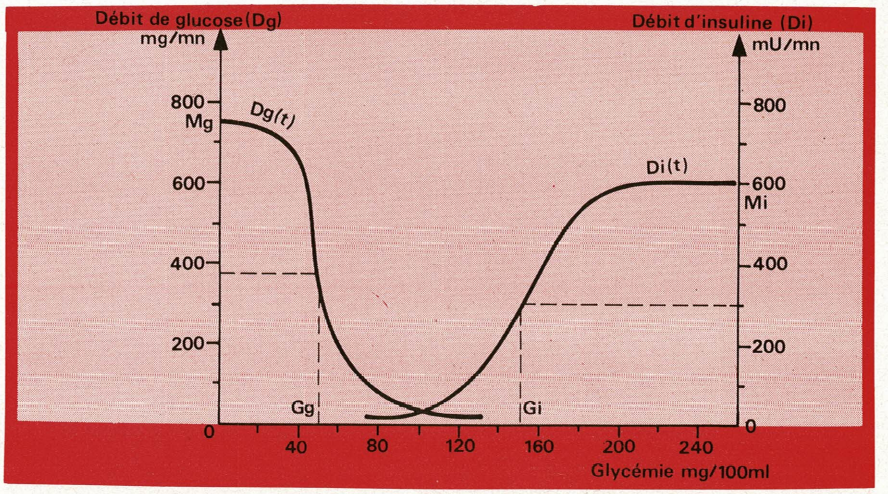


Fig. 4. – Algorithmes commandant l'injection d'insuline ou de glucose en fonction de la glycémie (d'après Slama, Klein, Tardieu et Tchobroutsky).

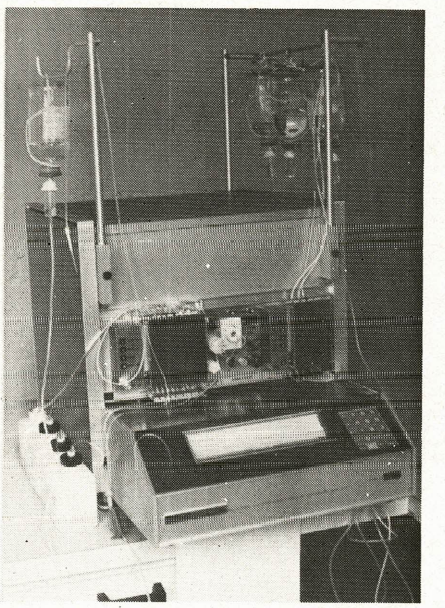


Fig. 7. – Le biostator – Pancréas artificiel extra-corporel des Laboratoires Miles.

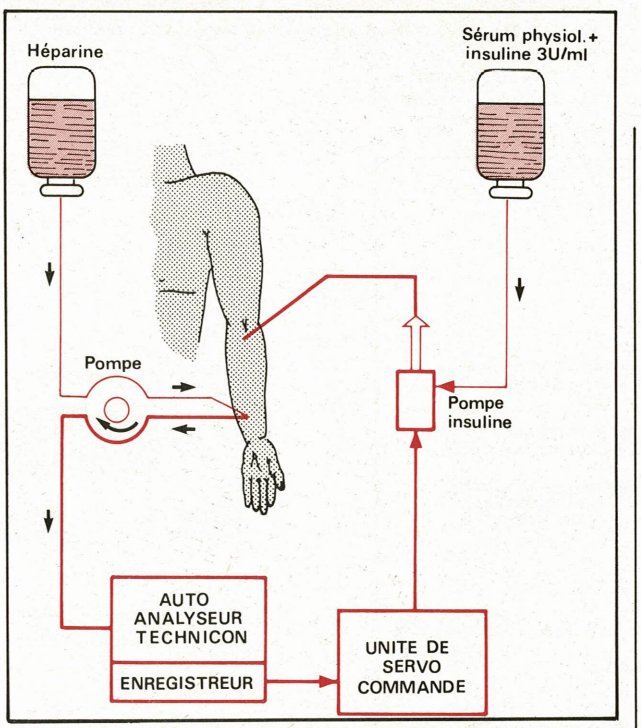


Fig. 5. – Schéma du système d'asservissement de la glycémie d'après Mirouze, Selam et Pham (2).

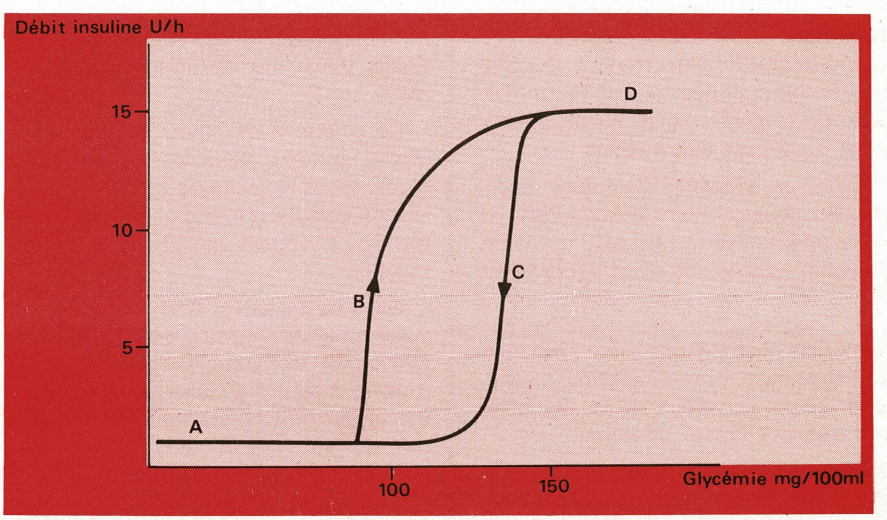


Fig. 6. – Allure des algorithmes commandant l'injection d'insuline selon que la glycémie est :
A : < 90 mg/100 ml.
B : croissante.
C : décroissante.
D : > 150 mg/100 ml
(D'après Mirouze, Selam et Pham).

polysulfone, permettant la confection de capillaires artificiels. La surface interne, en contact avec le sang, est lisse ; la surface externe est à structure alvéolaire, afin de mieux retenir les ilôts de Langerhans.

Cette prothèse hybride a une autonomie de plusieurs mois, chez l'animal. En revanche, l'obstacle majeur est la coagulation du sang dans le capillaire. C'est même, à l'heure actuelle, ce qui freine le développement de cette méthode de traitement.

Traitement par prothèse

La prothèse représente un autre moyen de traiter efficacement le diabète. Elle permet de maîtriser les problèmes que pose la substitution d'une glande par une machine. C'est une modélisation qui débouchera à terme sur la réalisation d'un pancréas artificiel miniature, éventuellement implantable.

Avant d'atteindre cette étape, nous examinerons trois réalisations. Nous présenterons succintement l'aspect technique, sans entrer dans les aspects cliniques autres que ceux nécessaires à la compréhension de ce type de machine.

Un point commun à ces réalisations est le prélévement sanguin dans une veine que l'on effectue d'une manière continue au moyen d'une canule à double lumière (**fig. 1**). Afin d'éviter la coagulation du sang, on mélange à celui-ci un anti-coagulant (héparine par exemple).

L'héparinisation se fait au niveau de la canule, donc d'une manière extra-corporelle, ce qui est moins dangereux que l'héparinisation intracorporelle.

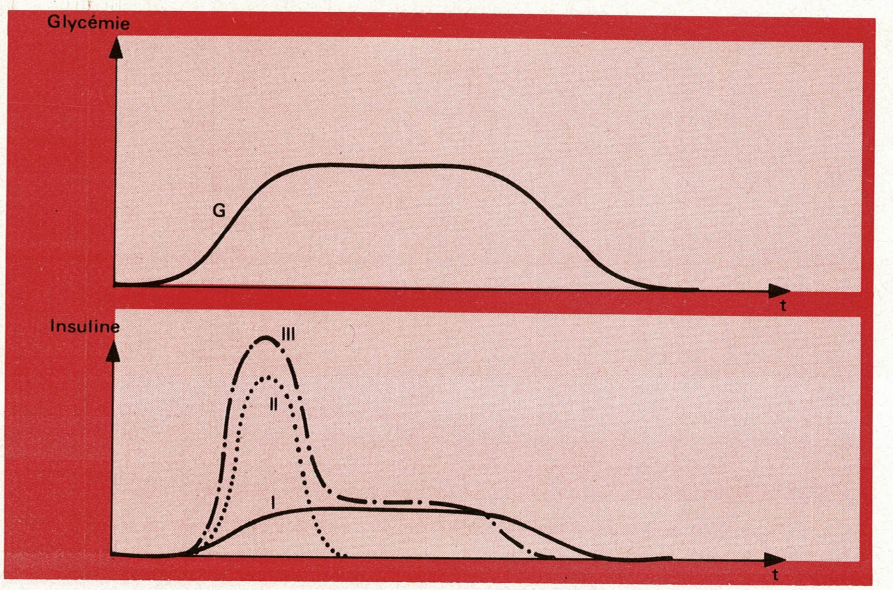


Fig. 9. – Allure des 3 types d'algorithme possible sur le Biostator :
I – Contrôle statique
II – Contrôle dynamique
III – Contrôle dynamique et statique.

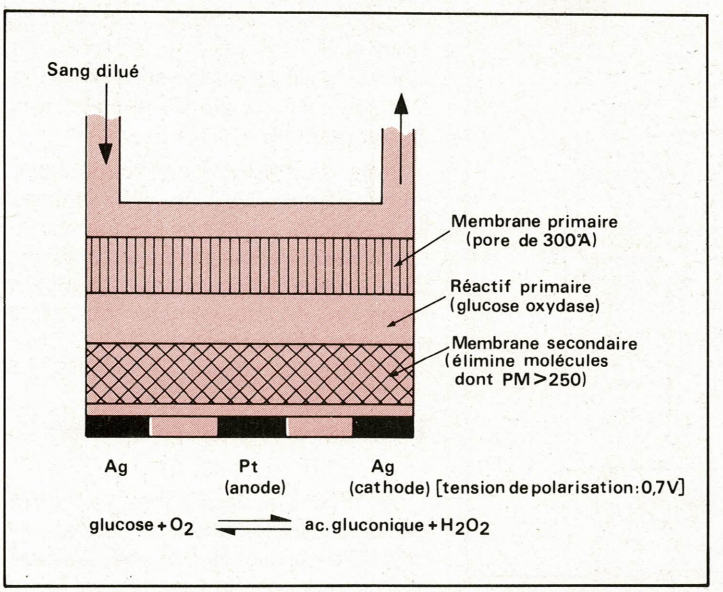


Fig. 8. – Capteur de glycémie du Biostator.

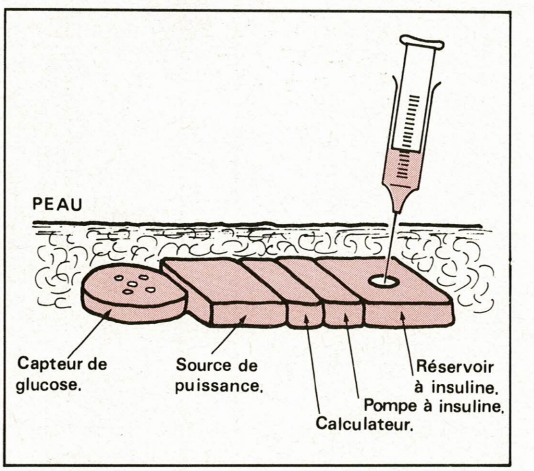


Fig. 10. – Principe du pancréas artificiel implantable, d'après Soeldner.

Pancréas artificiel de l'équipe de Paris

Cette prothèse a été réalisée dans le service de diabétologie de l'Hôtel-Dieu à Paris (Pr. Tchobroutsky), avec la collaboration de J.C. Klein du Centre de Morphologie Mathématiques de l'Ecole des Mines de Paris, pour la réalisation de l'unité électronique d'interprétation et de commande (1).

Au moyen d'une canule à double lumière, le sang est prélevé et pulsé vers un auto-analyseur Technicon, pour le dosage de la glycémie. L'analyseur est modifié afin de ramener le temps de réponse à 6 mn. L'information est ensuite dirigée vers une unité de calcul (**fig. 2**) comprenant une calculatrice Hewlett-Packard 9815 A; puis un module d'interprétation et de commande assurant notamment le traitement et la conversion analogique/digitale de l'information, la commande des pompes, l'affichage numérique de la glycémie et le déclenchement d'alarmes éventuelles.

Enfin, un système d'infusion comprenant deux pompes lambda Havard, ayant un débit de 0,1 ml par impulsion. Dans cet appareil, le débit est réglable de 0 à 25 ml/mn, par fraction de 0, 1 ml. L'une des pompes est utilisée par l'injection intra-veineuse d'insuline, l'autre pompe, pour l'injection de glucose, selon la valeur de la glycémie mesurée par l'unité de calcul.

L'ensemble fonctionne selon un programme d'asservissement dont la boucle est représentée sur la **figure 3.** Les fonctions f et g, réglant le débit des pompes d'insuline et de glucose, sont à base d'algorithmes qui tiennent compte des données propres aux patients. C'est le cas notamment des doses d'insuline injectées antérieurement.

De même il est tenu compte d'un retard apporté dans la mesure de la glycémie et les auteurs préfèrent utiliser les valeurs d'une glycémie prévisible $Gp_{(t)}$ à celles d'une glycémie mesurée $G_{(t)}$.

Dans ce dispositif à double pompes, il est possible de maîtriser la glycémie autour de 100 mg/100 ml comme le montre la **figure 4** représentant l'allure des algorithmes commandant à l'injection de l'insuline et du glucose.

Pancréas artificiel de l'équipe de Montpellier

Cette prothèse, réalisée dans le service des maladies métaboliques et endocriniennes de l'hôpital Saint-Eloi

de Montpellier (Pr. Mirouze), permet seulement l'injection d'insuline en fonction de la glycémie (2).

Le prélévement sanguin s'effectue au moyen d'un cathéter à double lumière (**fig. 1**). Le sang est dirigé vers un analyseur Technicon équipé d'un enregistreur (**fig. 5**). L'enregistreur est relié à une pompe à insuline Dosapro-Milton Roy par l'intermédiaire d'une unité de servo-commande. Celle-ci comporte deux disques munis de micro-interrupteurs montés sur l'axe de l'enregistreur. Selon que le taux de la glycémie est ascendant ou descendant, c'est l'un ou l'autre disque qui commande le débit de la pompe à insuline.

Dans ce type de pancréas, la glycémie est également maintenue à 100 mg/ 100 ml et l'allure des algorithmes est différent selon que le taux de la glycémie est croissant ou décroissant (**fig. 6**). Pour une glycémie inférieure à 90 mg/ 100 ml, il existe un débit minimal d'insuline permettant d'éviter le « décrochage » de la machine. On note également sur ce graphique que lorsque la glycémie dépasse 90 mg/ 100 ml, le débit d'insuline devient très rapidement maximum. Inversement, le débit d'insuline décroît très vite dès que la glycémie s'abaisse.

Pancréas artificiel des laboratoires Miles

Cet appareil, actuellement commercialisé sous le nom de Biostator **(fig. 7)**, regroupe sensiblement les mêmes éléments principaux que les modèles précédents avec toutefois une évolution dans le système d'analyse de glucose et dans le définition des algorithmes.

Le sang est prélevé par voie intraveineuse au moyen d'une canule à double lumière, puis adressé à l'analyseur de glucose. Celui-ci comporte essentiellement un capteur de glycémie (**fig. 8**) dont le principe est le suivant. Une enzyme, la glucose oxydase, est liée à un substrat et représente un réactif. Ce réactif est inséré entre deux membranes séparant le sang des électrodes. Lorsque le sang circule dans ce capteur, le glucose et l'oxygène diffusent dans le réactif, il y a formation d'acide gluconique et de peroxyde d'hydrogène. Ainsi, en mesurant la quantité de peroxyde d'hydrogène formé (au lieu de la consommation d'oxygène) on élimine la nécessité d'avoir une deuxième électrode de référence.

Le deuxième point intéressant du Biostator est l'emploi d'algorithmes de contrôle permettant à l'opérateur le choix suivant (**fig. 9**) :

– un contrôle statique, où la libération d'insuline dépend de la valeur de la glycémie,

– un contrôle dynamique, où l'infusion d'insuline est contrôlée uniquement par les variations de la glycémie,

– un contrôle dynamique et statique, où l'infusion d'insuline est contrôlée par la combinaison des deux types de contrôle,

– un contrôle statique de l'infusion de dextrose, en réponse au taux de glycémie. Cette caractéristique est utile lors des recherches comportant un maintien de la glycémie au-dessus de la normale.

Notons que la mise au point de ces algorithmes a permis notamment d'optimiser la fonction de transfert du contrôle statique, de telle sorte qu'une glycémie élevée puisse être ramenée à une valeur normale, sans provoquer d'hypoglycémie réactionnelle.

L'avenir des prothèses pancréatiques

Les travaux cliniques effectués au moyen de ces prothèses permettront de mieux connaître les divers processus qui président au métabolisme du glucose et plus généralement au maintien de l'homéostasie glycémique.

Parallèlement, la technique cherchera à miniaturiser les différents composants du système : capteur miniature, micro-processor, micro-pompes. Nous assisterons probablement, dans les années à venir, à une compétition entre la greffe d'une prothèse hybride (ilôts de Langerhans/ membrane) et la prothèse implantable.

Déjà l'équipe de Soeldner de Boston travaille sur ce second type de prothèse (**fig. 10**), mais les problèmes sont loin d'être résolus et il faudra attendre encore quelques années avant de pouvoir traiter les diabétiques de cette manière.

Jacques TREMOLIERES

Bibliographie

(1) Slama G, Klein J.-C., Tardieu M.-C., Tchobroutsky G ; Normalisation de la glycémie par pancréas artificiel non miniaturisé. La nouvelle presse médicale, 25 juin 1977, 6, nº 26, page 2309-2313.

(2) Mirouze J., Selam J.-L., Pham T.C. Le pancréas artificiel extracorporel ; Applications en clinique et en recherche diabétologique.

La nouvelle presse médicale, 21 mai 1977, 6, nº 21, page 1837-1841.

attention !
nouvelle adresse :
7, avenue Parmentier

PAS DE BARRIERE POUR RADIO VOLTAIRE

En Stock

TEXAS INSTRUMENTS

RTC-COGECO SIGNETICS

INTERNATIONAL RECTIFIER

GENERAL INSTRUMENT EUROPE

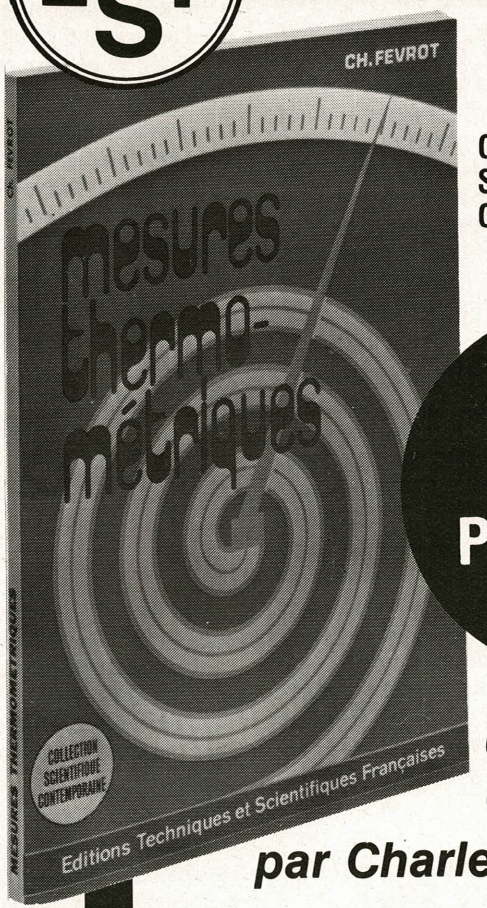
A. JAHNICHEN & Cie

SEMIKRON, etc.

RAPY 6

RADIO VOLTAIRE
Division Electronique Industrielle
Mairie du 11e Arr. - Métro : Voltaire
7, avenue Parmentier - 75011 Paris
Tél. : (1) 379.50.11 - Télex 680.952 F

ETSF
EDITIONS TECHNIQUES ET SCIENTIFIQUES FRANÇAISES



COLLECTION SCIENTIFIQUE CONTEMPORAINE

VIENT DE PARAÎTRE

UN OUVRAGE par Charles FEVROT

MESURES THERMOMÉTRIQUES

Dans la Collection Scientifique contemporaine, le dernier né des ouvrages est consacré aux mesures thermométriques.

En 136 pages, l'auteur, bien connu dans les milieux « mesures » fait le tour des différents procédés relatifs à la mesure des températures.

Un sujet aussi vaste ne peut évidemment qu'être effleuré mais le technicien trouvera comme le néophyte toutes les données lui permettant de comprendre les difficultés de ces mesures, comment on les réalise et les meilleures façons pour pallier les difficultés qui se présentent.

C'est un ouvrage qui doit prendre place dans toutes les bibliothèques à côté des livres classiques consacrés aux industries et aux sciences.

Un volume de 136 pages, format 15 × 21, 65 figures, sous couverture quadrichromie pelliculée.

Prix : 36 F

En vente : chez votre libraire habituel ou à la

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque - 75010 Paris

(Aucun envoi contre remboursement - Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande - En port recommandé + 3 F).

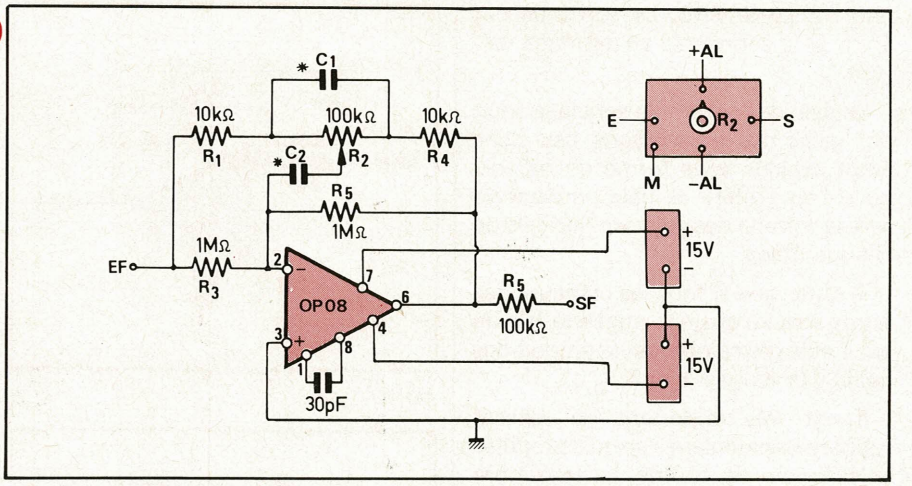


Fig. 1

Filtres actifs

Filtre passe-bande pour égaliseurs à octaves

En adoptant le circuit intégré OP 08 PMI (Precision Monolithies Incorporated), il est possible de réaliser un égaliseur à octaves fonctionnant aux fréquences médianes comprises entre 16 Hz et 16 kHz ou d'autres limites BF.

Le schéma de l'étage-filtre passe-bande est donné à la **figure 1.** On peut voir que ce dispositif est un filtre actif utilisant un amplificateur opérationnel. L'ensemble comporte cinq bornes de branchement : E = entrée, S = sortie, M = masse, + AL et – AL, alimentation double, 2 fois 15 V, avec masse au point commun des deux sources de 15 V.

En outre, le CI comporte deux broches, 1 et 8, entre lesquelles on trouve un condensateur de compensation de 30 pF. Le montage en filtres est réalisé par la contre-réaction sélective s'exerçant entre la sortie point 6 et l'entrée point 2 qui est aussi l'entrée inverseuse désignée par le signe –.

On pourra régler le gain de cet étage à l'aide de R_2, permettant une variation de 24 dB, soit 12 dB d'atténuation et 12 dB de gain. En position médiane, le gain est de zéro décibel (rapport 1 entre les tensions e_s et e_e, de sortie et d'entrée respectivement).

La fréquence médiane de la bande transmise par ce filtre actif dépend des valeurs des éléments R et C associés au circuit intégré.

Il est possible d'adopter les mêmes valeurs des résistances pour tous les filtres, en ne modifiant que celles des deux condensateurs C_1 et C_2.

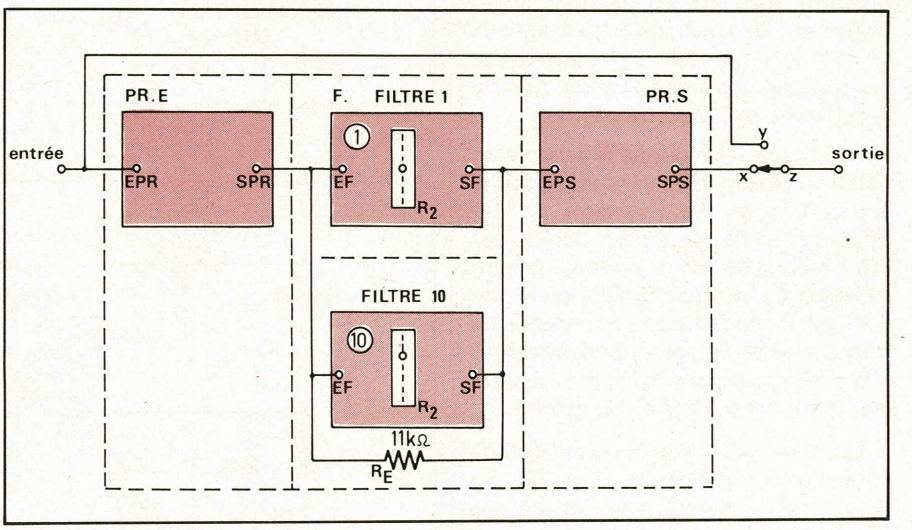


Fig. 2

Voici ces valeurs au tableau I ci-après.

TABLEAU I

f_o (Hz)	C_1	C_2
32	0,18 µF	18 nF
64	0,1 µF	10 nF
125	47 nF	4,7 nF
250	22 nF	2,2 nF
500	12 nF	1,2 nF
1 000	5,6 nF	560 pF
2 000	2,7 nF	270 pF
4 000	1,5 nF	150 pF
8 000	680 pF	68 pF
16 000	360 pF	36 pF

Pour d'autres fréquences, on pourra utiliser la formule

$$f = \frac{3,6}{2\pi \cdot R_2 \cdot C_1} \text{ Hz} \qquad (1)$$

où R_2 = 100 000 Ω, f = la fréquence en hertz et C_1 = la capacité en farads.

Si f est donnée, la formule peut être utilisée sous la forme

$$C_1 = \frac{3,6 \cdot 10^6}{2\pi \cdot R_2 \cdot f} \mu F \qquad (2)$$

Dans tous les cas, R_2 = 100 000 Ω, $R_1 = R_4$ = 10 000 Ω, $C_2 = 0,1\ C_1$.

Exemple f = 16 Hz. La formule (2) donne C_1 = 0,36 µF, valeur qui aurait pu être « devinée » car si f diminue de 2 fois, C_1 augmente de la même valeur.

Pour réaliser un égaliseur graphique à octaves, on devra établir un montage comme celui de la **figure 2.**

Le premier étage comprend un préamplificateur d'entrée qui amplifie le signal BF à corriger. Le second étage comprend les n filtres dont les entrées sont montées en parallèle et reliées à la sortie du préamplificateur d'entrée. Dans le cas présent n = 10.

Toutes les sorties des filtres sont reliées à l'entrée d'un étage amplifica-

teur de sortie PRS. La sortie de cet étage sera connectée au montage suivant.

Le gain de l'ensemble sera le produit des gains des trois étages, ces gains étant évalués sous forme de rapport ou si l'on préfère, le gain en décibels sera la somme des gains en décibels de chaque étage.

A noter que si tous les curseurs des filtres sont en position médiane, le gain est 1 et le gain global est le produit des gains des étages 1 et 3.

Il est très important de réaliser l'appareil de manière à ce qu'il produise le minimum de souffle. Le maximum de souffle est produit par l'étage d'entrée.

D'autre part, en utilisant un égaliseur à filtres fonctionnant aux fréquences élevées supérieures à 4 000 Hz, il est évident que si l'utilisateur désire augmenter le gain aux aiguës, il amplifiera également la transmission des signaux de souffle. **Il faut par conséquent que les sources des signaux à corriger ne produisent que peu de souffle.**

A la **figure 3** on donne le schéma de l'étage d'entrée PRE, utilisant le même circuit intégré. Le montage de cet étage est analogue à celui de l'étage-filtre, mais la boucle de contre-réaction se réduit à une seule résistance R_7, de 100 kΩ. De ce fait, elle agit à toutes les fréquences et l'étage préamplificateur d'entrée est à gain uniforme dans la bande 16 Hz à 16 000 Hz et plus.

On remarquera que la sortie SPR de l'étage préamplificateur d'entrée est directement reliée à toutes les entrées EF des n = 10 filtres.

D'autre part, l'entrée EPR de PRE coïncide avec l'entrée de l'égaliseur.

A la **figure 4** on trouvera le schéma de l'étage préamplificateur de sortie PRS. Son montage est analogue à celui de l'étage d'entrée mais à sa sortie, on trouve un commutateur S_1, à deux positions. En position z – x, l'égaliseur avec ses trois étages est en circuit. En position zy, la sortie de l'appareil est reliée par le fil y-u à l'entrée de l'appareil. Ainsi le signal appliqué à l'entrée est transmis directement à la sortie et les trois étages de l'appareil sont hors circuit. Ce commutateur permet à l'utilisateur en tout moment, de se rendre compte de l'effet du dispositif égaliseur.

A noter aussi la résistance R_E de 11 kΩ (voir **fig. 2**) qui est une onzième voie, en parallèle sur les dix filtres. Cette résistance permet le « centrage » du gain des filtres à zéro décibel, lorsque les curseurs des potentiomètres linéaires R_2 de 100 kΩ, sont en position médiane.

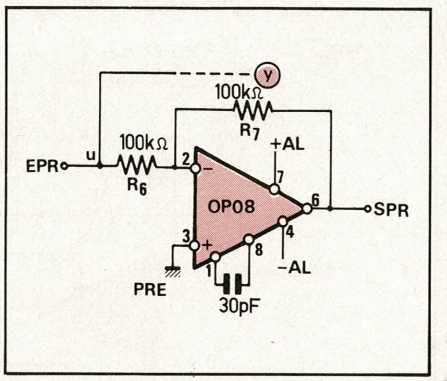


Fig. 3

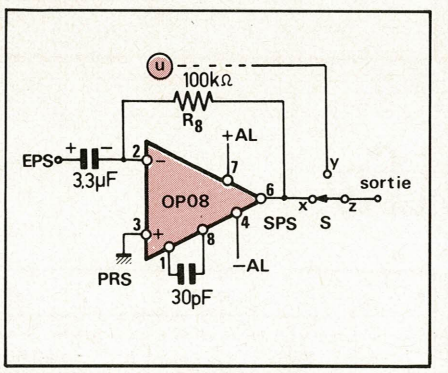


Fig. 4

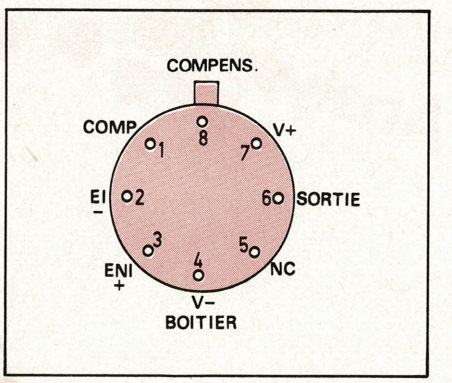


Fig. 5

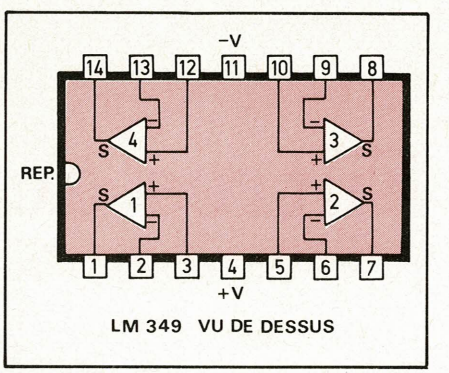


Fig. 6

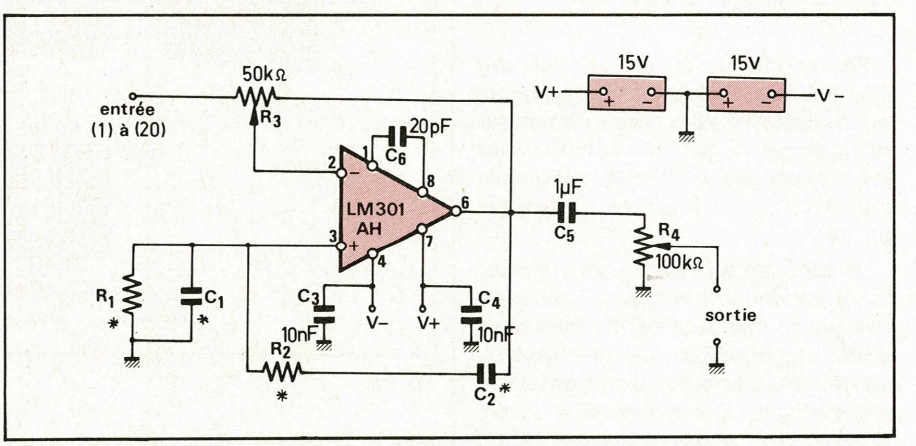


Fig. 7

Les résistances R_5 de 100 kΩ, montées entre chaque sortie de CI de filtre et la sortie SF de l'étage (donc à l'entrée EPS de l'étage de sortie) servent de séparations entre les filtres. Il en résulte le fonctionnement correct de l'étage de sortie qui n'est rien d'autre qu'un étage mélangeur.

Le CI recommandé est le OP 08. Il est fourni en boîtier cylindrique à 8 fils comme indiqué à la **figure 5**. On voit que la capacité de compensation de 30 pF devra être connectée entre les fils 1 et 8 ; ce dernier se trouve devant le repère.

Le fil 5, NC, ne doit pas être utilisé. Ce circuit intégré est d'après les indications de son fabricant, une amélioration du LM 108 A.

Voici ses principales caractéristiques :

Tension offset : 150 µV max
Dérive de la tension d'offset : 2,5 µV/°C max
Courant de sortie : 5 mA min
Consommation : 18 mW max, à ± 15 V alimentation.

Sur la **figure 5**, le CI est vu de haut, donc avec les fils opposés à l'observateur. Pour le montage décrit, on aura besoin de 12 CI de ce type. L'avantage de l'emploi de CI séparés pour chaque fonction est dans une excellente séparation entre les divers étages et une bonne stabilité. L'inconvénient est le coût plus élevé de l'ensemble des CI. Un montage plus économique est réalisable avec le LM 349 (National) qui, dans un seul boîtier contient quatre sections identiques amplificatrices.

Le schéma de montage avec LM 349 est le même que celui décrit mais le brochage est différent. De plus, il n'y a pas de points de branchement

du condensateur de compensation de 30 pF.

A la **figure 6**, on donne le brochage du LM 349, le boîtier étant vu de dessus. Chaque section (1) à (4) possède une sortie S, une entrée non inverseuse + et une entrée inverseuse –. L'alimentation double se branche aux points V + et V –. Chaque alimentation sera de 15 V, donc 2 fois 15 V au total avec point commun à la masse.

Il se peut aussi que dans ce montage, les CI μA 741 conviennent également, soit sous forme habituelle, soit groupés par deux ou par quatre. Beaucoup de fabricants produisent des CI de ce genre.

Filtres pour égaliseurs à 1/2 d'octave

Avec 10 filtres, il est possible comme on l'a vu dans l'analyse précédente, de couvrir une gamme de 16 à 16 000 Hz. Pour la même gamme, mais par filtres de demi-octave, il faudrait 20 éléments.

Dans ce cas, la spécialisation de chaque voie sera plus prononcée et les possibilités d'un appareil utilisant des filtres de 1/2 octave seront augmentées.

Soit par exemple, à couvrir une gamme de 22,4 à 16 000 Hz, avec 20 filtres. On pourra adopter le montage de la **figure 7**. Le brochage du LM 301 AH est le même que celui de OP 08 et il est indiqué à la **figure 5**. Deux alimentations de 15 V chacune sont nécessaires leur point commun étant la masse.

Le filtre actif est réalisé par contre-réaction sélective et par le circuit d'entrée R_1 C_1. On remarquera le réseau RC série, R_2-C_2 constituant une boucle de réaction entre la sortie 6 du CI et l'entrée non inverseuse 3.

A la fréquence de résonance $f = 1/(2\pi R_2C_2)$, l'impédance du circuit série est minimum ce qui correspond au maximum de gain à cette fréquence. Par contre aux autres fréquences, inférieures ou supérieures à f, le gain diminue.

L'ensemble $R_2C_2 - R_1C_1$ constitue un filtre en pont de Wien, bien connu de tous. On remarquera la boucle de contre-réaction, montée entre la sortie point 6 et l'entrée inverseuse, point 2, comportant le potentiomètre R_3 de 50 kΩ ajustable.

A la sortie, on trouve aussi le potentiomètre R_4 de 100 kΩ qui sert de commande de gain, réglant la tension de sortie.

Pour déterminer les valeurs des éléments R_1C_1 R_2C_2, dont dépendent les fréquences médianes de chaque bande de filtre, on pourra utiliser la formule bien connue, approximative

$$f = \frac{1}{2\pi RC} \qquad (1)$$

avec f en hertz, R en ohms, C en farads, ou, f en hertz, R en mégohms et C en microfarads.

Par exemple, si la première voie est à fréquence médiane de 22,4 Hz et si $C_1 = C_2 = C = 0{,}1\ \mu F$, la valeur de R est donnée par la relation déduite de celle donnée plus haut, $R = 1/(2\pi fC)$.

On a

$$R = \frac{1}{2\pi \cdot 22{,}4 \cdot 0{,}1}\ M\Omega$$

ce qui donne

$$R = 71{,}05\ k\Omega$$

Pratiquement, il faut tenir compte des résultats des mesures ce qui conduit à adopter des valeurs voisines de celles données par la formule (1), qui n'est pas rigoureuse.

Voici au tableau II ci-après les valeurs de R_1, C_1, R_2 et C_2 pour les vingt bandes prévues. La valeur des résistances est exprimée en kilohms.

Avec les 20 filtres réalisables à l'aide du schéma de la **figure 7** et les valeurs du tableau II, on pourra établir divers montages comme par exemple les suivants : égaliseurs, filtres spéciaux, basses ou médium, ou aiguës, appareils de mesure ou *indicateurs du temps réel* des tensions de sortie des dispositifs BF, en particulier les égaliseurs, les générateurs HF, les amplificateurs de toutes sortes. Les 20 étages-filtres actifs peuvent être attaqués directement par des signaux d'amplitude élevée. Dans la plupart des cas, il est pré-

TABLEAU II

Voie	Fréquence	$C = C_1 = C_2$	$R = R_1 = R_2$
1	22,4	0,1 μF	68,1
2	31,5	68 nF	75,0
3	45	68 nF	51,1
4	63	47 nF	38,3
5	90	47 nF	38,3
6	125	47 nF	26,1
7	180	33 nF	26,1
8	250	22 nF	28,7
9	355	10 nF	46,4
10	500	10 nF	31,6
11	710	6,8 nF	31,6
12	1 000	6,8 nF	23,7
13	1 400	4,7 nF	23,7
14	2 000	3,3 nF	23,7
15	2 800	2,2 nF	26,1
16	4 000	1 nF	38,3
17	5 600	1 nF	28,7
18	8 000	470 pF	42,2
19	11 200	470 pF	31,6
20	16 000	360 pF	28,7

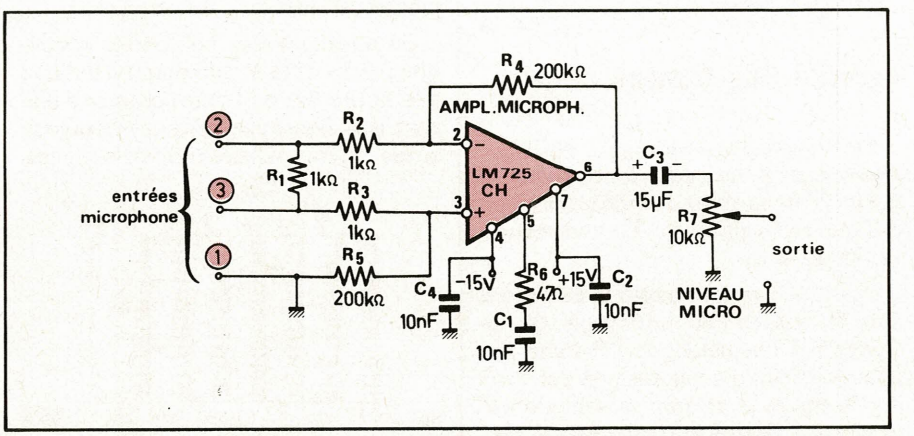


Fig. 8

férable de monter, avant les filtres, un préamplificateur « buffer » précédé d'un préamplificateur de source par exemple un préamplificateur de microphone.

On donne à la **figure 8** un schéma de préamplificateur de microphone utilisant un CI du type LM 725 CH, analogue au μA 725 et autres CI de cette catégorie.

A noter que les résistances de ce montage, R_1, R_2, R_3 et R_5 doivent être à couche métallisée, afin d'éviter le souffle et avoir une bonne stabilité.

On trouve, à la sortie, R_7 qui est un potentiomètre de bonne qualité, circulaire ou rectiligne, réglant le niveau du signal provenant du microphone.

L'amplificateur microphonique proposé est du type différentiel équilibré.

On obtient un gain de tension de 200 fois. R_6 et C_1 effectuent la correction. Trois entrées de microphone sont prévues.

Voici maintenant à la **figure 9** le schéma de l'étage amplificateur. Il y a deux entrées. L'une doit être reliée au curseur du potentiomètre R_7 de l'amplificateur microphonique analysé plus haut, l'autre servant au branchement d'une source de signaux dite AUX (auxiliaire) de niveau de tension plus élevé.

Ce signal sera dosé par R_8 de 100 kΩ. Le commutateur S_1 à deux sections A et B permettra d'appliquer au CI le signal désiré.

Ce « buffer » utilise le même CI que ceux des vingt filtres actifs, le LM 301 AH. Son brochage est donné à la **figure 10.**

On remarquera que le boîtier cylindrique est à la broche V –. Le branchement comporte aussi le fil 5 d'équilibrage. Ce CI est voisin des μA 709 et autres.

La sortie de cet étage tampon est au fil 6 et le signal est transmis par un condensateur de 15 μF, vers tous les points d'entrées réunis, (1) à (20) des filtres **(fig. 7).**

Emploi des étages décrits

On a analysé les montages des **figures 7, 8 et 9.** Ils peuvent constituer la partie d'un appareil à application bien définie, un égaliseur ou un analyseur à temps réel.

Pour réaliser un égaliseur, on reliera les 20 sorties du montage de la **figure 7** à un mélangeur, comme par exemple celui qui est désigné par PRS sur la **figure 2** et dont le schéma est donné à la **figure 4.** Entre chaque sortie de filtre et l'entrée EPS, on interca-

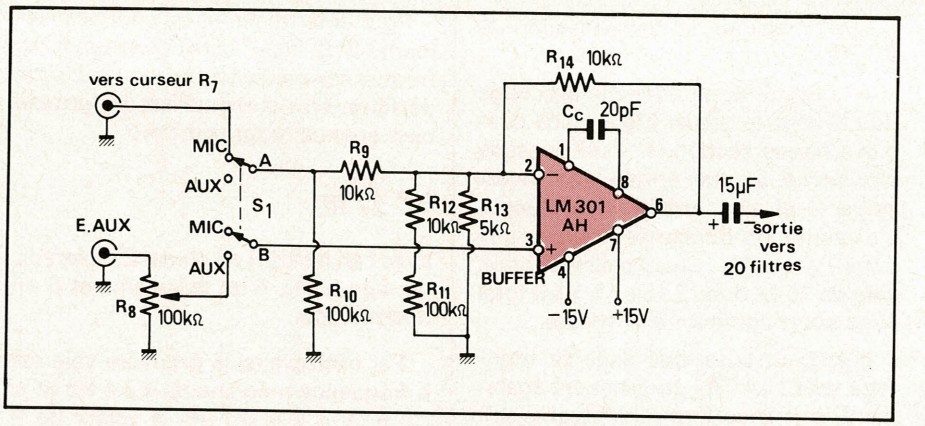


Fig. 9

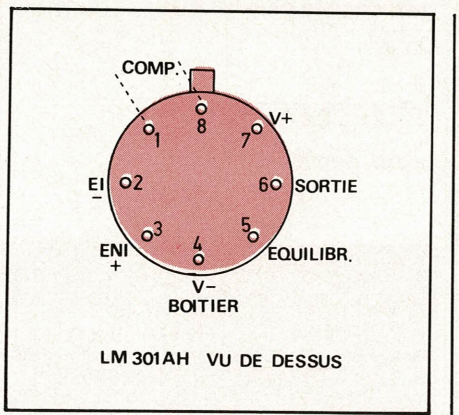


Fig. 10

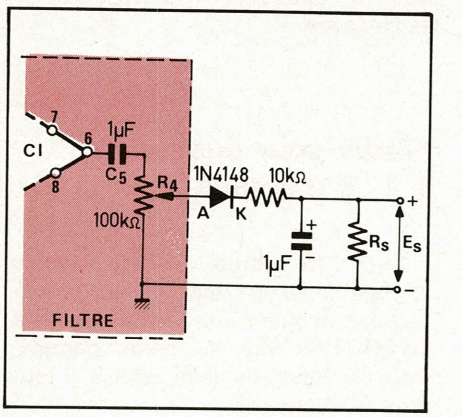


Fig. 11

lera une résistance de séparation de 100 kΩ (comme R_5 de la **fig. 1**).

Dans un montage indicateur de sortie, on pourra connecter à chaque sortie de filtre (voir **fig. 7**), un redresseur à diode. Ce montage est indiqué à la **figure 11.** La partie à gauche, inscrite dans le pointillé, est la sortie d'un des 20 filtres. Le signal est redressé par la diode 1N 4148. Étant orientée avec la cathode vers la sortie, la diode donne une tension continue E_s positive aux bornes du condensateur de 1 μF et de la résistance R_s.

Il sera alors possible de s'en tenir à cette disposition simple en montant un voltmètre pour continu à forte résistance interne, à chacune des 20 sorties. On pourra réduire la valeur de R_s jusqu'à 10 kΩ.

En adoptant des voltmètres rectiligne placés côte à côte comme indiqué à la **figure 12,** on pourra obtenir d'une part, les valeurs exactes des niveaux de sortie, ou des valeurs proportionnelles,

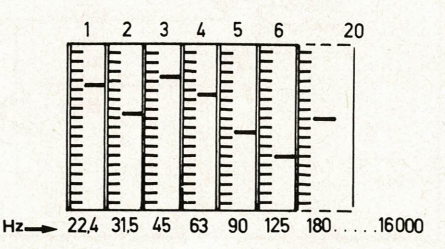


Fig. 12

selon les graduations des voltmètres rectilignes. D'autre part, les positions des index des voltmètres représenteront vingt points de la courbe de réponse cherchée. Il faudrait évidemment faire face à des frais relativement importants, toutefois réduits si on les compare à ceux d'un appareil professionnel de ce genre qui peut valoir jusqu'à *100 000 francs actuels* et même plus selon sa classe et celle de son constructeur.

Si l'on désire économiser sur les voltmètres, on pourra se contenter d'un seul qui se branchera successivement à l'aide d'un commutateur à *vingt positions* (difficiles à trouver) aux vingt sorties où l'on trouvera les tensions E_s de la **figure 11.** On pourra aussi se servir de deux voltmètres et de deux commutateurs à dix positions chacun. Cette variante ne permettra pas d'avoir une vision globale de la réponse de la totalité des filtres mais de chacun séparément.

A la **figure 13** on donne le détail du montage à adopter avec un commutateur à 20 positions. Prendre dans ce cas R_s = 10 kΩ, ce qui permettra d'utiliser un voltmètre de 10 kΩ par volt, réalisable avec un microampèremètre de 0-100 μA. Si sa résistance interne est R_i, la résistance-série sera 10 000 – R_i ohms.

Par exemple si R_i = 350 Ω,

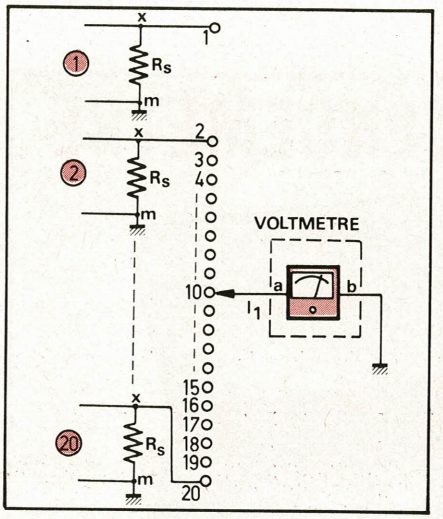


Fig. 13

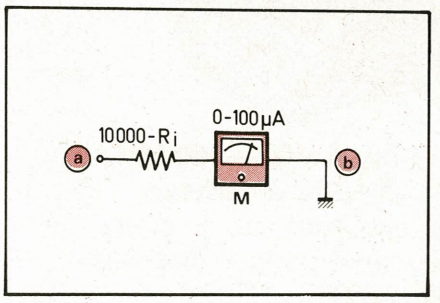


Fig. 14

la résistance série de 10 000 – 350 = 9 650 Ω. Le montage est indiqué à la **figure 14**. Pratiquement, on pourra aussi bien utiliser une résistance de 10 000 Ω au lieu de 9 650 Ω.

Si l'on ne trouve pas un commutateur à 20 positions, on en adoptera deux à 12 positions qui seront montés comme indiqué à la **figure 15**.

Les curseurs de I_1 et I_2 seront reliés ensemble. Pour connecter I_1 à un des points 1 à 10, I_2 sera en position 11 ou 12, n'aboutissant à aucune sortie de filtre.

De même pour connecter I_2 à un des points 11 à 20, I_1 sera en position 11 ou 12. *Bien entendu I_1 et I_2 doivent être indépendants l'un de l'autre.*

Une autre solution est d'utiliser deux voltmètres, un pour chaque groupe de 10 sorties (voir **fig. 16**). Dans ce cas, I_1 et I_2 seront complètement indépendants, chaque voltmètre donnant la tension de l'une des 10 sorties à laquelle il est connecté par le commutateur.

Autres variantes

Il est également possible de réaliser des analyseurs en temps réel avec des groupes de filtres en nombre différent, par exemple 10 filtres à octaves (voir tableau I), ou un nombre supérieur à 20.

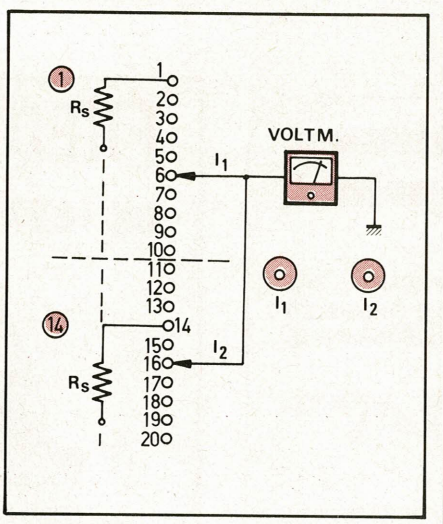


Fig. 15

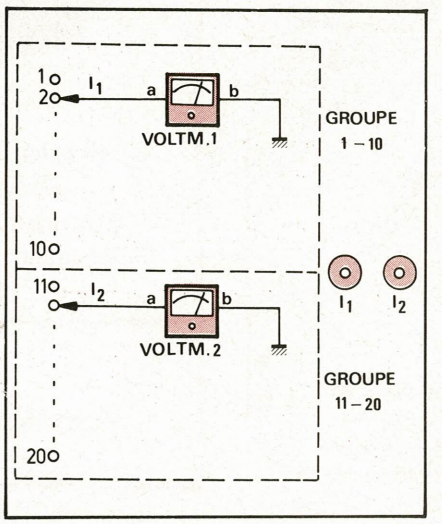


Fig. 16

Soit d'abord le cas des filtres à octaves. Leur schéma a été donné à la **figure 1**. On montera les 10 voltmètres aux sorties SF réunies des filtres en intercalant une diode de redressement comme celle de la **figure 11**.

Si l'on veut réaliser un analyseur à 1/3 d'octave, on pourra adopter des fréquences d'accord en progression géométrique croissante de raison 1,2599 qui est la racine cubique de 2.

En partant par exemple de la fréquence de 22,4 Hz (voir tableau II), on obtiendra les suivantes en multipliant par 1,2599. On pourra aussi arrondir certaines des valeurs trouvées. On aura ainsi pour les trois premières, 22,4 ; 28,22 ; 35,55. La fréquence suivante est évidemment l'octave de 22,4, c'est-à-dire 44,8 hertz.

Pour les suivantes, on doublera les valeurs trouvées, ce qui donnera 56,44 et 71,1 Hz. On continuera ainsi jusqu'à obtention d'une fréquence suffisamment élevée, supérieure ou égale à 16 000 Hz. On aura par conséquent 30 filtres à 1/3 d'octave. Les valeurs des résistances et des condensateurs se calculeront à l'aide de la formule $f = 1/(2 \pi RC)$. On retrouvera certaines valeurs du tableau II.

L'accord des filtres peut s'effectuer dans toutes les variantes, à l'aide d'un générateur BF monté à l'entrée du préamplificateur.

Accorder le générateur sur f et observer la déviation du voltmètre disposé à la sortie du filtre correspondant. Agir sur la résistance ajustable jusqu'à maximum de déviation.

Il est possible de remplacer les voltmètres par un dispositif électronique à plusieurs circuits intégrés et comme indicateur, un écran d'oscilloscope. Ce montage est assez complexe et onéreux, nécessitant également une mise au point, à effectuer avec des appareils de mesure de grande classe.

Cet appareil sera décrit dans un autre article.

F. Juster

Références

– F. JUSTER, Les égaliseurs graphiques. Collection technique poche, Éditions ETSF.

– Documents National Semiconducteurs.

– Documents Precision Monolithies PMI Incorporated.

– Popular Electronics, sept. 1977, article de Bob Jones et Richard Marsh.

ADIEU au circuit imprimé

WRAPPER UN CIRCUIT VA AUSSI VITE QUE LE DESSINER MAIS UN DESSIN NE MARCHE PAS.

UN MONTAGE WRAPPÉ, LUI, FONCTIONNE.

Pour réaliser des dizaines de circuits que vous faut-il ?

Une plaque perforée, des picots à wrapper, l'outil P 180.

L'outil P 180, à bobine incorporée relie les picots à wrapper par un fil isolé qu'il dénude, enroule, établissant le contact.
RAPIDE
FACILE
FIABLE

WRAPPEZ

avec cet outil " miracle ".

TEKELEC TA AIRTRONIC B.P.N° 2, 92310 SEVRES

Vente exclusive par distributeurs
(liste des points de vente dans le N° de Mars 1978).

731 TP

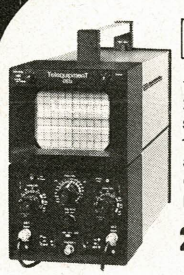
FREQUENCEMETRE

BK 1827

résolution 1 cycle même à 50 MHz
30 MHz garantis. 2 gammes
donnant la précision de 8 digits
Economiseur automatique des piles
PRIX (HT)... 978 F

BLANC-MECA
(Division Electronique)
ZONE INDUSTRIELLE - 36300 LE BLANC
Tél. : 37-09-80.

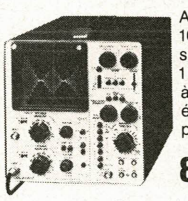
22 bons oscilloscopes conçus pour durer



D 61 A

10 MHz – 2 voies – sensibilité 10 mV/cm à 5 V/cm – écran 8 x 10 cm – précision 5% –

2820,05 F*



DM 64

A MEMOIRE 10 MHz – 2 voies – sensibilité 1 V/cm – à 50 mV/cm écran 8 x 10 cm – précision 5% –

8339,02 F*

D 32

10 MHz – 2 voies – sensibilité 10 mV/cm à 5 V/cm – écran 5,6 x 7 cm – précision 5%

4936,85 F*

D 67 A

25 MHz – 2 voies – sensibilité 1 mV/cm à 50 V/cm – écran 8 x 10 cm – précision 3%

6797,28 F*

*Prix TTC en vigueur le 7/12/77

Où les choisir?

16000 ANGOULEME – O.E.S.O.
24 rue Denis Papin Tél. (45) 92.27.77
63000 CLERMONT-FERRAND – FLAGELECTRIC
47-49 r. J. Verne Z.I. du Brézet Tél. (73) 92.13.46
44010 NANTES Cédex – REVIMEX
23 bd Victor Hugo Tél. (40) 47.89.05
45007 ORLEANS Cédex – LIENARD SOVAL
8 rue Lavoisier Tél. (38) 88.03.86
75009 PARIS - OMNI TECH COMPTOIR
82 rue de Clichy Tél. 874.18.88
59290 WASQUEHAL – FACEN
110 avenue de Flandre Tél. (20) 72.06.80

- **Garantie totale 1 an**
- **Entretien assuré par Tektronix**
- **Délais de livraison respectés**

TELEQUIPMENT

GROUPE **TEKTRONIX**

TL 19 R

composants

Les diodes sont des composants d'emploi quasi-universel et il ne se trouve pas beaucoup de montages qui n'en utilisent. Si l'on conçoit très bien que la diode puisse servir à redresser le courant alternatif, on est parfois étonné de la présence de ces composants à d'autres endroits, comme par exemple dans les amplificateurs.

Diodes et diodes zener

Dans cet article, nous expliquerons le fonctionnement d'une jonction, puis nous passerons en revue les divers circuits de redressement. Dans notre prochain numéro, nous envisagerons d'autres applications (commutation, détection, écrêteur, amplificateur logarithmique, etc.).

THEORIE

Les semi-conducteurs

a) Notion de bande :

Les électrons d'un atome isolé se répartissent selon différentes couches et différentes sous-couches, chacune d'entre elles correspondant à un niveau d'énergie bien déterminé. En approchant de l'atome précédemment isolé un deuxième atome de ce même corps, on constate que la répartition des niveaux d'énergie se modifie de manière à ce que les électrons occupant des mêmes niveaux d'énergie, soient maintenant placés sur des niveaux très voisins mais distincts. On dit qu'il y a dédoublement des niveaux d'énergie. Ce phénomène se poursuit à chaque approche d'un autre atome et si l'on envisage un cristal de dimensions infinies, on trouve une infinité de niveaux d'énergie distincts.

En simplifiant la théorie, on peut admettre que ces niveaux d'énergie se répartissent en trois zones appelées bandes ; la bande de valence correspond aux faibles énergies ; la bande de conduction contient des électrons pouvant se déplacer facilement, et de forte énergie ; enfin, les deux bandes sont séparées par la zone interdite, c'est-à-dire par une bande dans laquelle il n'y a aucun électron. **(fig. 1).**

Un matériau conducteur se particularise par une bande de conduction partiellement occupée. Par contre, un isolant place tous ses électrons dans la bande de valence et la bande interdite est large. Il s'ensuit que la probabilité pour qu'un électron passe de la bande de valence à la bande de conduction reste très faible car cela nécessiterait une énergie importante. Enfin, un semi-conducteur a une bande de conduction vide, mais par contre, la bande interdite est étroite et un électron peut facilement passer de la bande de valence à la bande de conduction.

b) Agitation thermique

Lorsque la température augmente, la probabilité de libération d'un électron croit également, et pour une température suffisamment grande (supérieure à 1 000 °K), le nombre d'électrons libres est tel que le cristal de semi-conducteur perd ses propriétés pour devenir métal. A un électron libre, il convient d'associer une place correspondante dans l'ion alors formé, appelé lacune ou trou. On considère qu'un trou correspond à une charge fictive positive et qu'un trou peut se déplacer **(fig. 2).**

c) Les semi-conducteurs dopés

Après avoir réalisé un cristal très pur semi-conducteur (ce qui nécessite l'emploi d'atomes à 4 électrons sur leur dernière couche, de manière à toujours avoir quatre liaisons covalentes), on le dope en lui ajoutant un très petit nombre d'impuretés, celles-ci étant constituées d'atomes situés soit dans

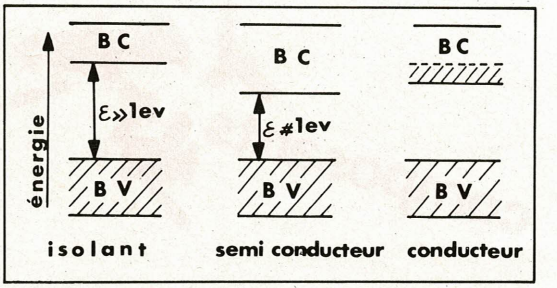


Fig. 1

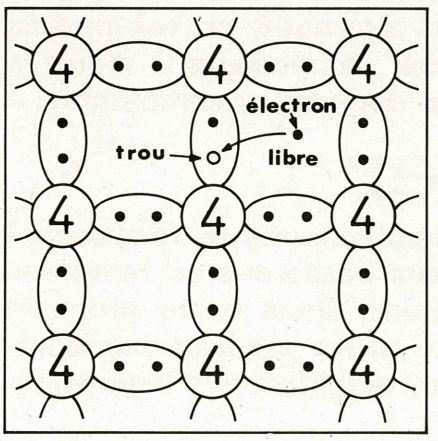


Fig. 2

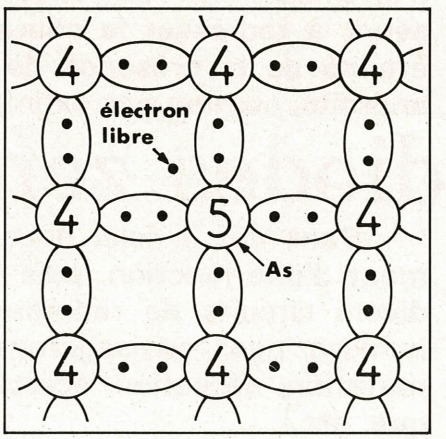


Fig. 3

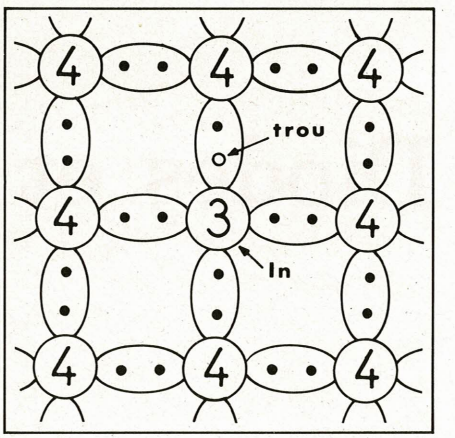


Fig. 4

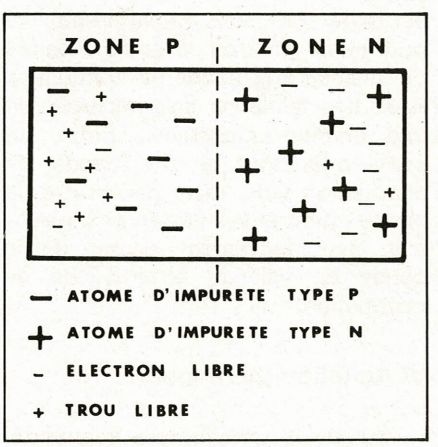


Fig. 5

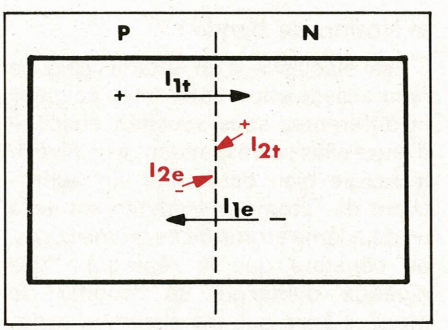


Fig. 6

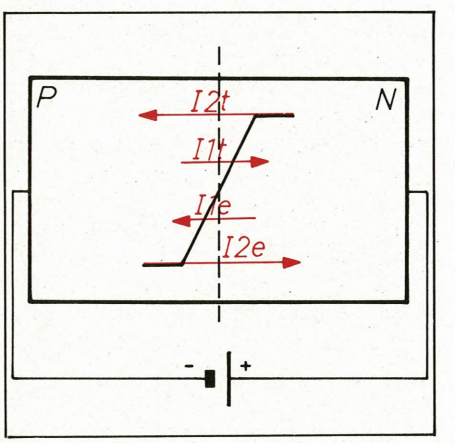


Fig. 7

la troisième colonne soit dans la cinquième colonne de la classification de Mendeleiev, c'est-à-dire comportant soit trois électrons, soit cinq électrons sur leur dernière couche.

Prenons le cas du phosphore, de l'arsenic ou de l'antimoine (cinquième colonne dans la classification), que l'on ajoute en très petite quantité à un cristal de silicium (1 atome d'arsenic pour 10^8 atomes de silicium). Dans ces conditions, l'atome d'arsenic devrait établir cinq liaisons covalentes ; mais comme on considère qu'il n'est entouré que par des atomes de silicium (car très faible taux d'impuretés), quatre liaisons covalentes vont seulement pouvoir se former, et un électron, appartenant à l'atome d'arsenic, ne nécessitera alors qu'une très faible énergie pour devenir électron libre (0,01eV). L'atome d'arsenic devient donc un ion légèrement positif mais il n'a pas assez d'énergie pour prélever un électron à un atome de silicium voisin (0,01eV alors qu'il faudrait 1,1eV). Il y a donc création d'un électron libre, sans trou correspondant **(fig. 3)**.

En résumé, dans un cristal dopé de ce genre, on distingue : les atomes de silicium, les ions d'arsenic, positifs, (élément « donneur » car il fournit des électrons), les paires électrons-trous du cristal intrinsèque, et les électrons libres donnés par les atomes d'impuretés. Le cristal ainsi dopé constitue un matériau de type N (N comme négatif car les électrons libres sont en grand nombre devant les paires électrons-trous : la conduction a lieu par déplacement des charges négatives). On dit que les électrons sont majoritaires et que les trous sont minoritaires.

En dopant le cristal intrinsèque de silicium par des impuretés de valence 3, le raisonnement s'inverse ; l'impureté (indium par exemple) va établir trois liaisons covalentes et capturera un électron libre pour saturer sa dernière couche à 8 électrons. A un atome d'impureté, correspond donc maintenant un trou, ancienne place de l'électron capturé, et dans un tel cristal, on distingue : les atomes de silicium, les ions négatifs et « accepteurs », (indium), les paires électron-trou du cristal intrinsèque, et un grand nombre de trous. La conduction est principalement assurée par déplacement de charges positives, on parle de silicium

type P. Les électrons sont minoritaires, les trous majoritaires **(fig. 4)**.

Dans un cristal extrinsèque, il faut insister sur le fait que les éléments minoritaires sont en très petit nombre devant les éléments majoritaires.

La jonction P – N

On obtient une jonction par la mise en contact de deux semi-conducteurs dopés, de types différents (P et N). Pour comprendre l'effet redresseur créé par une jonction PN, commençons par l'étude de la jonction seule, non raccordée à un générateur.

a) Jonction seule

En examinant la **figure 5**, on pourrait penser que les électrons majoritaires de la zone dopée N vont aller à la rencontre des trous majoritaires de la zone dopée P, et que l'ensemble tendra ainsi vers l'équilibre d'un cristal intrinsèque. En réalité, ce phénomène se produit effectivement aux abords de la jonction mais il s'arrête rapidement ; en effet, la zone P et la zone N, prises séparément, sont globalement neutres ; si donc un électron venant de la zone N diffuse dans la zone P, il laisse derrière lui une charge d'espace positive. De même, un trou quittant la zone P, diffusant dans la zone N, laissera derrière lui une charge d'espace négative. En conséquence, la recombinaison trou-électron s'effectuant au niveau de la jonction, devient de plus en plus difficile au fur et à mesure que l'opération avance. En effet, les trous de la zone P ne pourront plus se diriger vers la zone N car ils sont repoussés par la charge d'espace négative de la zone N. Il en est de même pour les électrons de la zone N vis-à-vis de la zone P et il se crée donc, au niveau de la jonction, une barrière de potentiel, tandis que la recombinaison naturelle des majoritaires s'arrête. On dit qu'il y a équilibre.

Cependant, bien que la jonction ne soit soumise à aucune polarisation, elle est traversée par deux courants de trous et par deux courants d'électrons.

I_{1t} est créé par les trous libres de la zone P arrivant à traverser la jonction malgré la barrière de potentiel, et ce, parce qu'ils ont une énergie légèrement supérieure à la normale.

I_{2t} est créé par des trous apparaissant spontanément en zone N, (en raison de l'agitation thermique), aux abords immédiats de la jonction ; ils sont attirés par la barrière de potentiel.

De même, on parle de I_{1e}, courant créé par les électrons libres de la zone N arrivant à traverser la jonction malgré la barrière de potentiel, et de I_{2e}, courant créé par des électrons devenant libres en zone P, aux abords immédiats de la jonction.

Lorsque la jonction n'est pas polarisée par une source extérieure, ces courants s'équilibrent, et la jonction reste bien sûr globalement neutre **(fig. 6)**.

b) Jonction polarisée en inverse

Connectons une source de courant continu à la jonction, de manière à relier le pôle + du générateur à la zone N de la jonction **(fig. 7)**.

Un champ électrique interne, créé par le générateur, vient favoriser le passage des trous de la zone N à la zone P, et celui des électrons de la zone P à la zone N : I_{2t} et I_{2e} augmentent tandis que I_{1t} et I_{1e} restent constants.

L'application d'un champ électrique orienté de N vers P favorise donc les phénomènes minoritaires, en gênant davantage la recombinaison naturelle électron-trou. Cela revient à dire que la barrière de potentiel s'est élargie.

Un faible courant circule dans le circuit ; il correspond à la somme de I_{2t} et de I_{2e} diminuée de I_{1t} et de I_{1e}. La somme de I_{2t} et de I_{2e} s'appelle I_s (courant de saturation) car il ne dépend que très peu de la tension appliquée à la jonction.

Si l'on veut quantifier cela, on obtient :

$$I_s = q \cdot a \cdot e^{-\varepsilon/KT} \cdot \left(\frac{D_p}{N\,L_p} + \frac{D_n}{P\,L_n}\right) \cdot A$$

où q est la charge de l'électron ; a, une constante ; K, la constante de Boltzmann ; T, la température absolue en °K ; ε, l'énergie nécessaire pour capturer un électron (1,1 eV pour le silicium, 0,72 eV pour le germanium) ; D_p, le coefficient de diffusion dans la zone P (6,5 cm^2/s pour le silicium, 43 pour le germanium) ; D_n, le coefficient de diffusion dans la zone N (30 cm^2/s pour le silicium, 93 pour le germanium) ; L_p la longueur de diffusion dans la zone P (distance moyenne parcourue par les porteurs minoritaires avant combinaison) ; L_n la longueur de diffusion dans la zone N ; N, la concentration d'impuretés dans la zone N ; P, la concentration d'impuretés dans la zone P ; et A, la surface de la jonction.

D'autre part, en appelant V_o la hauteur de la barrière de potentiel et I_o, l'intensité du courant qui passerait dans la jonction s'il n'y avait pas de barrière de potentiel, on obtient :

(1) $\quad I_{1t} + I_{1e} = I_o \cdot e^{-qVo/KT}$

(2) $\quad I_{2t} + I_{2e} = I_s = I_o \cdot e^{-qVo/KT}$

(1) et (2) sont égaux puisque la jonction est neutre lorsqu'elle est isolée. En polarisant en inverse, la barrière de potentiel augmente de v et le courant I_{inv} passant dans le circuit extérieur s'écrit :

$$I_{inv} = I_s - (I_{1t} + I_{1e})$$

$$= I_o \cdot e^{\frac{-q\,Vo}{KT}} - I_o \cdot e^{\frac{-q\,(Vo+v)}{KT}}$$

$$I_{inv} = I_o \cdot e^{\frac{-q\,Vo}{KT}} \left(1 - e^{\frac{-q\,v}{KT}}\right)$$

$$I_{inv} = I_s \left[1 - e^{\frac{-q\,v}{KT}}\right]$$

Ce courant est très faible (quelques microampères) et l'on démontre qu'il double quand la température augmente de 6° (dans le cas du silicium).

c) Jonction polarisée en direct

En reliant le pôle + du générateur à la zone P de la jonction, on favorise cette fois, la recombinaison naturelle électron-trou **(fig. 8)**. La barrière de potentiel diminue de v et, en conséquence, I_{1t} et I_{1e} augmentent rapidement.

Le courant circulant dans le circuit, appelé courant direct I_{dir}, s'écrit :

$$I_{dir} = (I_{1t} + I_{1e}) - I_s = I_s \left(e^{\frac{q\,v}{KT}} - 1\right)$$

$$I_{dir} = I_s \left(e^{\frac{q\,v}{KT}} - 1\right)$$

On constate que I_{dir} croît exponentiellement et peut atteindre très vite des valeurs importantes. En résumé, une jonction laisse passer un courant important en direct, très faible en inverse. Elle permet donc de redresser un courant comme le faisait la valve.

Caractéristiques

a) Claquage d'une jonction

Lorsqu'on polarise une jonction en inverse, un courant faible circule et son intensité est à peu près indépendante de la tension appliquée. Cependant, pour une tension inverse élevée, le champ électrique est tel que les porteurs minoritaires en transit sont tellement accélérés que lors d'un choc, ils libèrent plusieurs paires électron-trou ; le phénomène est cumulatif, on parle d'avalanche. Le courant croît alors brutalement. Une diode normale est détruite à ce moment. Par contre, une diode zener est prévue pour fonctionner dans cette zone de fort courant inverse, dans le but de stabiliser la tension à ses bornes. Nous reviendrons plus loin sur la diode zener et sur ses particularités.

La **figure 9** donne l'allure de la caractéristique complète d'une diode. On constate que pour une polarisation en direct et pour une diode au silicium, la courbe ne démarre que pour une tension supérieure à environ 0,6 V. Ce phénomène de seuil s'explique par le fait que la barrière de potentiel doit

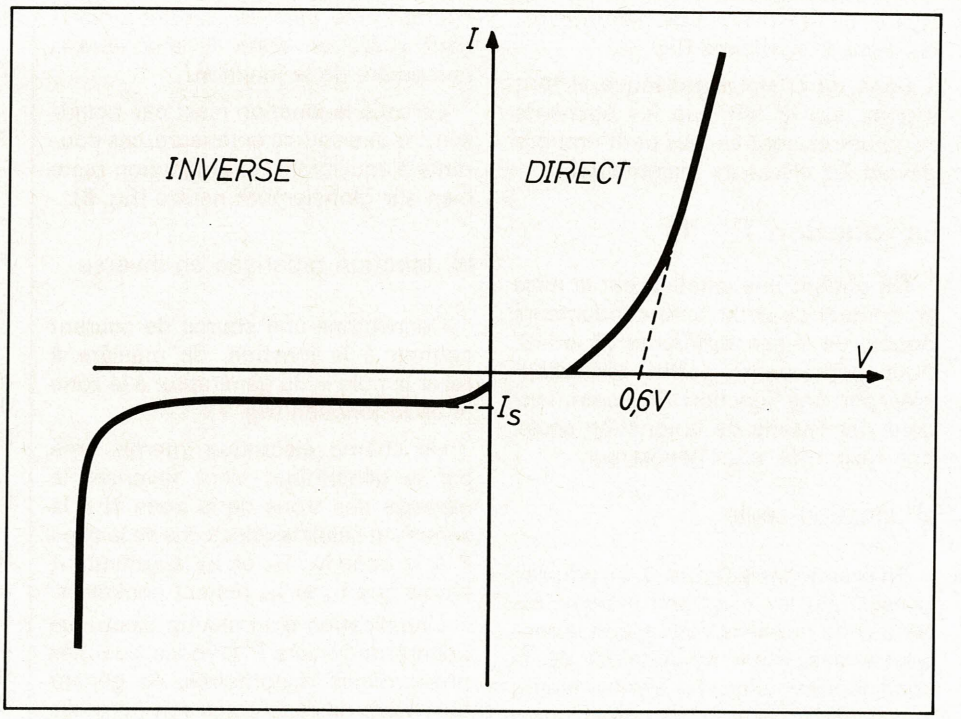


Fig. 9

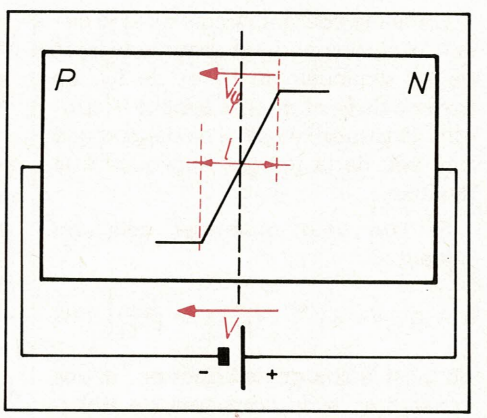


Fig. 10

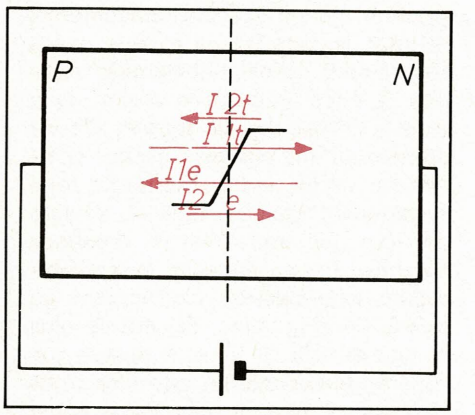


Fig. 8

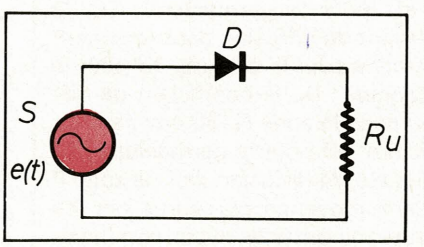


Fig. 13

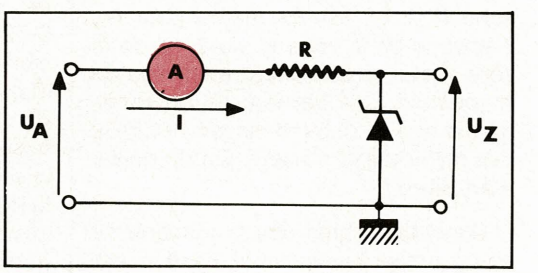


Fig. 12

être suffisamment réduite pour permettre une augmentation sensible du courant direct. De quelques microampères, ce courant direct croît très peu jusqu'au moment où la barrière de potentiel se laisse facilement passer par les majoritaires. Ce phénomène de seuil est la cause de la distorsion de raccordement dans les amplificateurs BF classe B ; par contre, il est utilisé avec profit en associant une diode et un transistor pour en faire un générateur de courant constant.

b) Capacité inverse

On démontre que la capacité inverse d'une jonction s'exprime par la formule :

$$C = \frac{K \cdot K_o \cdot A}{4 \cdot \pi \cdot l}$$

$$= A \sqrt{\frac{K \cdot K_o \cdot q}{8 \pi \cdot (V + V_\varphi)} \cdot \frac{N \cdot P}{N + P}}$$

avec K, constante diélectrique du matériau ; K_o, constante diélectrique du vide ($10^{-9}/9$ MKS) ; A, surface de la jonction ; l, longueur de la barrière de potentiel ; V, tension appliquée à la jonction ; V_φ, tension interne aux bornes de la barrière de potentiel en absence de polarisation **(fig. 10)**.

Cette capacité est d'autant plus faible que les matériaux utilisés sont plus purs et l'on notera que la capacité varie comme $1/\sqrt{V}$ dès que la tension inverse est supérieure à V_φ. Cela permet donc d'utiliser une jonction comme capacité variable, d'où le nom de varactor ou de varicap (C a une

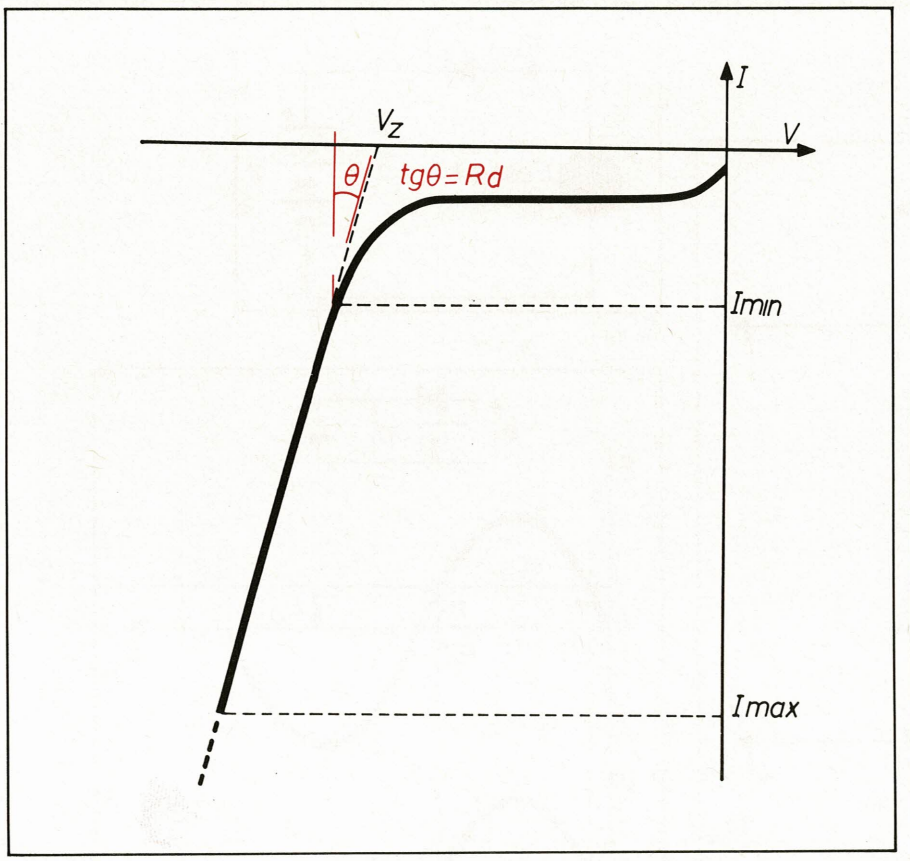


Fig. 11

valeur de quelques dizaines de picofarads).

c) Capacité directe

Dans le sens direct, la capacité ci-dessus augmente car I décroît, mais il s'y ajoute une capacité dynamique très supérieure, due au fait que la jonction est en réalité beaucoup plus impure d'un côté que de l'autre, ce qui implique une augmentation de la concentration d'un des majoritaires (trous pour la zone P, électrons pour la zone N) au niveau de la jonction. La jonction polarisée en directe se comporte donc comme un condensateur de valeur

$$C = \frac{\delta Q}{\delta V'}$$

ce qui donne :

$$C = \frac{1}{2} \cdot \frac{q \cdot I}{k \cdot t} \cdot \frac{L^2_n}{D_n}$$

avec : I, courant passant dans la diode ; L_n, longueur de diffusion des électrons dans la zone P ; D_n, coefficient de diffusion des trous.

C peut atteindre 1 nF. Ces capacités parasites gênent lorsque la diode est utilisée en commutation.

Cas particulier de la diode zener

Une diode zener se distingue d'une diode ordinaire par le fait qu'elle est prévue pour fonctionner polarisée en inverse, dans la zone de claquage. En effet, à cet endroit de la caractéristique, on observe que la tension aux bornes de la diode ne varie que peu en fonction du courant ; et c'est justement l'effet recherché dans une stabilisation. Une diode zener a un dopage plus important qu'une diode ordinaire, ceci afin d'abaisser le seuil de claquage à la valeur désirée. Signalons qu'une zener polarisée en direct se comporte comme une diode ordinaire. Passons maintenant en revue les caractéristiques définissant une diode zener.

a) Tension de zener Vz

C'est la tension inverse située au-delà du coude, dans la zone de claquage. Si la caractéristique était verticale à cet endroit, la tension de zener serait indépendante du courant circulant dans la diode. Malheureusement, la caractéristique est légèrement oblique, ce qui explique que les constructeurs donnent souvent Vz pour un courant donné. La tolérance généralement admise sur Vz est de l'ordre de 5 à 10 %.

b) Puissance Pz

On conçoit très bien que le courant inverse ne peut pas tendre vers l'infini ; il y a donc une limite imposée par la température maximale que peut supporter la jonction, et le constructeur indique toujours la puissance maximale dissipable. Remarquons que pour une même puissance, plus la tension de zener est faible, plus le courant inverse peut être grand. Les zener utilisées habituellement dissipent 0,25 W à 5 W ; dans l'industrie, on peut aller jusqu'à une centaine de watts environ.

c) Courant minimal I_{min}

En observant la caractéristique, on constate que le coude est franchi pour une tension et un courant suffisants. Le courant minimal indique la valeur du courant devant toujours passer dans la diode zener pour assurer le fonctionnement au-delà du coude. Malheureusement, en raison de la dispersion des caractéristiques lors de la fabrication, le coude peut être plus ou moins serré ; il s'ensuit que le courant minimal reste mal défini. Généralement, on prend en considération le courant pour lequel Vz a été mesurée par le constructeur.

d) Résistance dynamique R_d

La résistance dynamique est définie comme étant le rapport $\Delta Vz/\Delta Iz$, ΔVz représentant les variations de la tension de zener pour un ΔIz représentant les variations du courant passant dans la diode (ΔIz a provoqué ΔVz). Plus la résistance dynamique est proche de zéro, meilleur sera l'effet stabilisateur, et la zone de fonctionnement inverse deviendra de plus en plus verticale.

e) Bruit

Au voisinage du coude, une diode zener génère un bruit important venant se superposer à la tension continue. Ce phénomène est utilisé dans des générateurs de bruit blanc, des synthétiseurs et des boîtes de rythmes. Heureusement, lorsqu'une polarisation convenable est établie, c'est-à-dire lorsqu'on dépasse le coude et que la diode conduit, le bruit s'effondre pour devenir insignifiant. Cependant, si l'on a besoin d'atténuer davantage ce bruit, on peut connecter en parallèle sur la diode une petite capacité de quelques dizaines de nanofarads.

f) Point de fonctionnement

Pour bénéficier pleinement des avantages d'une diode zener, on doit faire passer dans cette diode un cou-

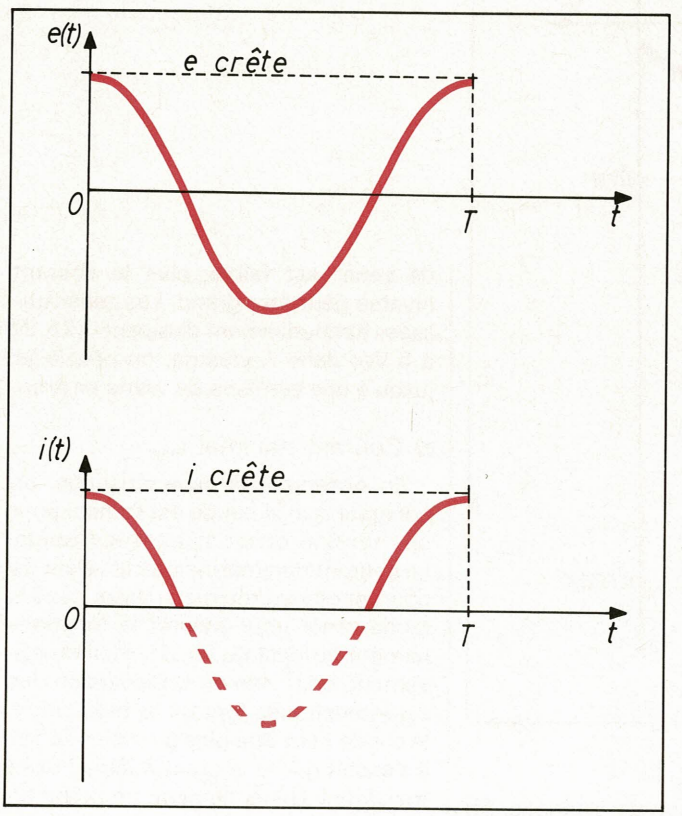


Fig. 14

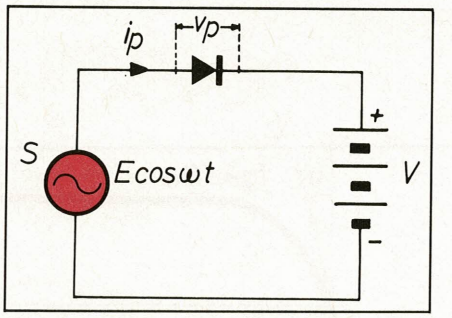


Fig. 15

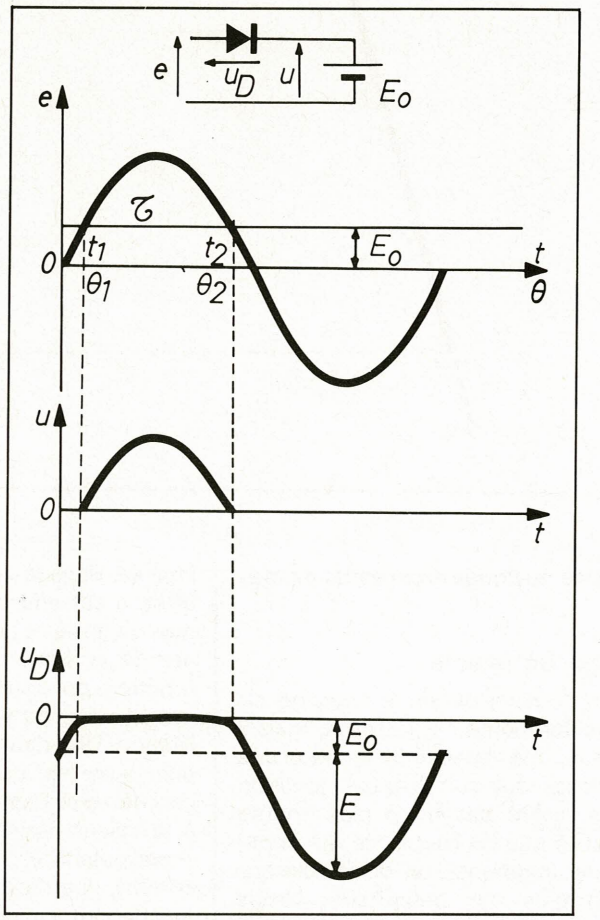


Fig. 17

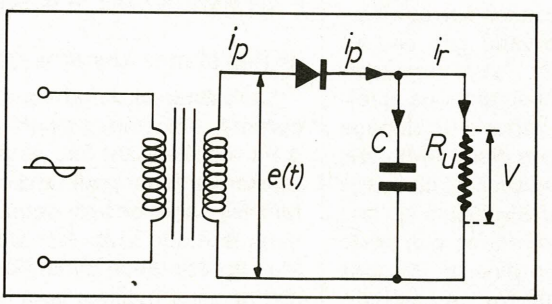


Fig. 18

rant tel que l'on soit suffisamment éloigné du coude sans toutefois dépasser la puissance maximale. Un bon principe consiste à faire circuler un courant I :

$$I = \frac{Iz\ max + Iz\ min}{2}$$

Iz max étant donné par le calcul Pz max/Vz, ces deux caractéristiques se trouvant dans tous les catalogues de caractéristiques.

g) Mise en série et mise en parallèle de diodes zener

On peut mettre en série des diodes zener de tensions Vz différentes. Celles-ci s'ajoutent et l'on peut ainsi obtenir une tension zener globale importante. Il ne faudra pas oublier de tenir compte de la dissipation maximale que chaque diode peut supporter ; mais, malheureusement, une telle mise en série de diodes zener donne un ensemble relativement sensible à la température. On peut améliorer cela en utilisant des diodes zener identiques (même puissance et même tension de zener). Si le constructeur indique le coefficient de température de chaque type de diode (en mV/°C), on peut également chercher à former un ensemble dont le coefficient de température soit proche de 0 (le coefficient de température est généralement positif pour Vz supérieur à 6 V, et négatif pour Vz inférieur à 5 V). Ces solutions ne reflètent cependant pas la perfection, et pour obtenir une bonne stabilité indépendante de la température, des montages plus élaborés doivent être étudiés.

Le montage en parallèle de diodes zener permet d'obtenir des puissances maximales supérieures à ce que l'on obtiendrait avec une seule diode. Cependant, en raison des dispersions trop grandes de fabrication sur Vz, P max et I min, ce montage n'est pas à conseiller car la stabilité serait illusoire.

Enfin, pour terminer cette étude théorique, la **figure 12** donne le schéma permettant de tracer la caractéristique. R variera de 2 MΩ à 10 kΩ. On commencera la mesure par la plus forte valeur de R afin d'être sûr que l'on n'endommagera pas la diode. L'ampèremètre doit avoir la plus faible résistance possible sur les petits calibres (50 μA, 1 mA, 10 mA) ; éventuellement, on pourra le remplacer par une résistance de 1 kΩ à grande précision aux bornes de laquelle on connectera un voltmètre électronique. D'autre part, on mesurera Vz obligatoirement

avec un voltmètre électronique, V_A variera de 0 à 30 V.

CIRCUITS DE REDRESSEMENT

Redressement monoalternance sur résistance morte

Nous nous proposons d'étudier maintenant le circuit de la **figure 13**. La source alternative S délivre un courant sinusoïdal pur, c'est-à-dire sans composante continue. R_u représente la résistance d'utilisation. Une diode D est mise en série dans le circuit.

Prenons comme hypothèse le fait que la source S délivre une tension e(t) de la forme :

$e(t) = E \cdot \cos \omega t$

avec E = tension crête

et $\omega = 2 \pi f$

On travaille sur des tensions crêtes suffisamment grandes pour que l'on puisse négliger la tension de seuil existant lorsque la diode est polarisée en direct. En se rappelant la courbe caractéristique de la diode, on peut prévoir que si $e(t) > 0$, un courant i_p va circuler dans la maille. Si $e(t) \leqslant 0$, la résistance dynamique de la diode devient très grande et le courant i_p s'annule **(fig. 14)**.

Quantifions ce phénomène et pour cela introduisons quelques grandeurs de plus. On appellera u(t) la tension aux bornes de la résistance d'utilisation Ru, v_p la tension aux bornes de la diode et i_p, le courant passant dans le circuit. Rappelons que i_p est une fonction de v_p (caractéristique de la diode) : $i_p = f(v_p)$, que l'on considère ici comme une droite faisant un angle α avec l'axe des intensités de courant. Or, par définition, la résistance dynamique R_d de la diode est déterminée par :

$$R_d = \frac{d\, v_p}{d\, i_p}$$

donc :

$tg\ \alpha = R_d$

Reprenons maintenant notre étude ; on peut écrire les relations suivantes :

$u(t) = R_u \cdot i_p(t)$

Si $e(t) > 0$:

$e(t) = (R_d + R_u) \cdot i_p(t)$

en introduisant la résistance interne de la diode ;

et si : $e(t) < 0$:

$i_p(t) = 0$

d'où :

$$i_p(t) = \frac{E \cdot \cos \omega t}{R_d + R_u}$$

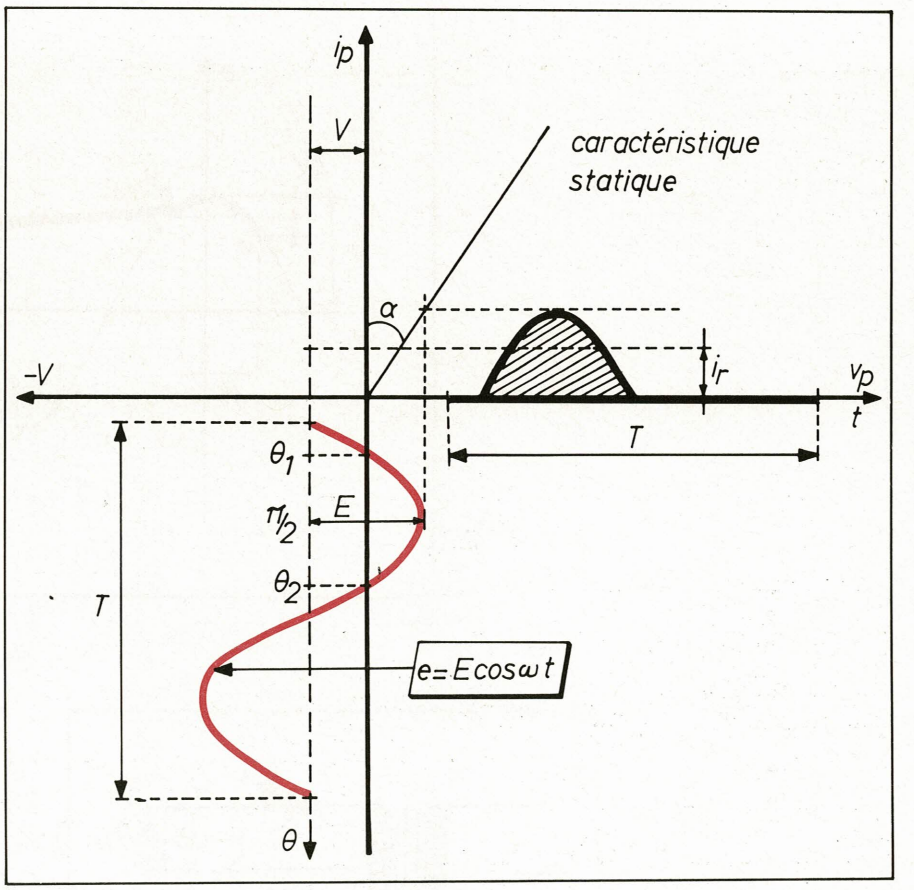


Fig. 16

avec $-\frac{\pi}{2} \leqslant \omega t \leqslant +\frac{\pi}{2}$

Si l'on décompose $i_p(t)$ en série de Fourier, on obtient une composante continue i_r appelée courant redressé :

$$i_r = \frac{1}{T}\int_0^T i_p(t)\, dt = i_p \text{ moyen}$$

$y = \cos \omega t$ étant une fonction paire, on peut écrire :

$$i_r = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi/2} \frac{E \cdot \cos \omega t}{R_d + R_u} \cdot d(\omega t)$$

soit :

$$i_r = \frac{E}{\pi (R_d + R_u)}$$

La tension u_r s'écrit :

$$u_r = R_u \cdot i_r = \frac{E}{\pi} \cdot \frac{R_u}{R_d + R_u}$$

La série de Fourier permet de trouver les expressions du fondamental et des harmoniques :

fondamental :

$$i_{pf} = \frac{1}{2} \cdot \frac{E}{R_d + R_u}$$

soit la moitié de l'intensité de crête i_c :

$$i_c = \frac{E}{R_d + R_u}$$

harmonique :

$$i_{ph} = \frac{2E}{\pi (R_d + R_u)} \cdot \frac{1}{(k+1)(k-1)}$$

avec k = 2, 4, 6, 8,...

Le calcul montre en effet que les harmoniques impaires sont toutes nulles. En multipliant par Ru ces expressions, on obtient immédiatement la valeur de chaque composante de la tension u(t). Les harmoniques impaires étant absentes, on redémontre ainsi le résultat, à savoir que seule une alternance de la tension est utilisée.

Débit d'un redresseur monoalternance sur un récepteur à F.C.E.M.

Le circuit se représente par le schéma de la **figure 15**.

Appelons comme précédemment e(t) la tension délivrée par la source alternative S ; posons que le récepteur à f.c.é.m. délivre une tension continue V sans composante alternative. La seule résistance à considérer est la résistance dynamique R_d de la diode ; on suppose en effet que la résistance de la source est nulle.

La diode conduira, c'est-à-dire qu'un courant circulera, imposé par la source S, si v_p est positive c'est-à-dire si (e – V) est positive. Cela apparaît sur le graphe de la **figure 16**. V est négative par rapport à v_p. A cette tension V s'ajoute algébriquement (e) et c'est la courbe en couleur qui représente la

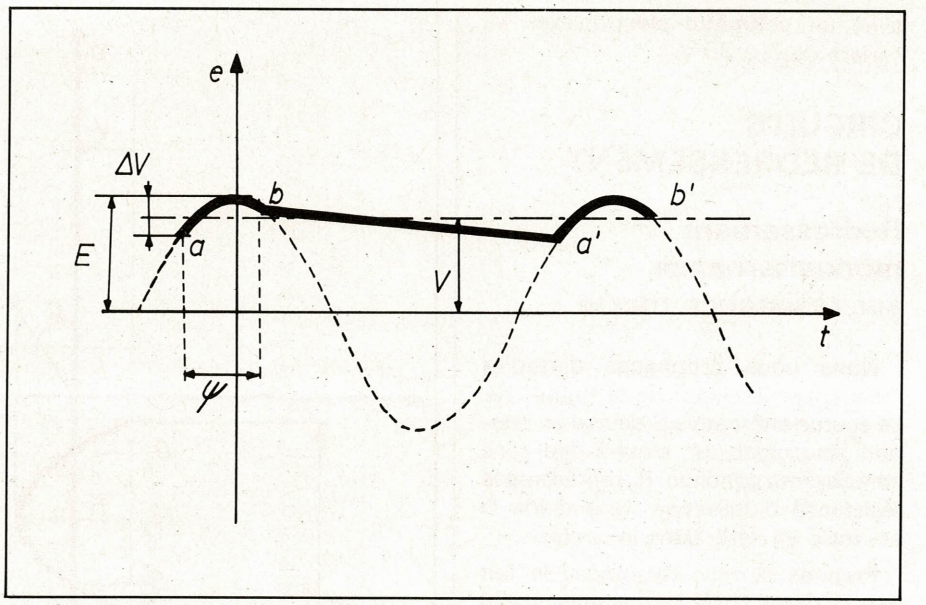


Fig. 19

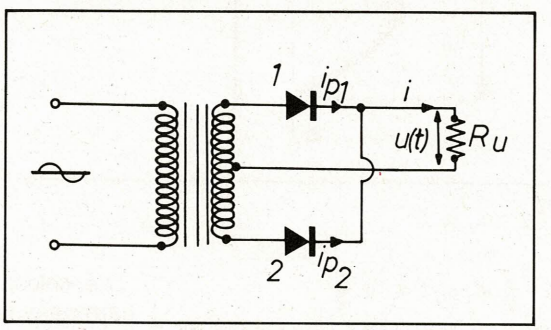


Fig. 20

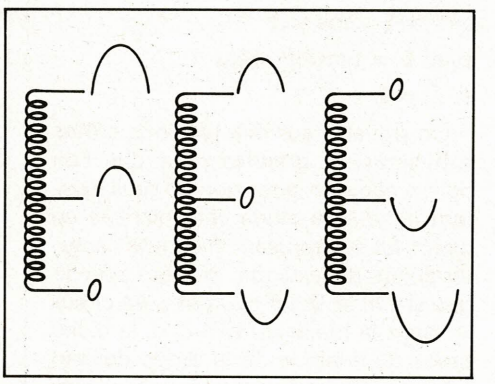


Fig. 21

tension appliquée réellement aux bornes de la diode. En négligeant le seuil, on constate que seules les parties de la courbe en couleur dépassant vers la droite, l'axe des i_p provoquent le passage d'un courant dans le circuit. La **figure 17** donne une autre présentation du même phénomène.

Au vu des **figures 16** et **17**, on peut définir t1, le moment où la diode commence à conduire, et t2, le temps où elle s'arrête de conduire ; on appelle $\tau = t2 - t1$, le temps de conduction.

A ces temps t1 et t2 correspondent des angles de phase θ_1 et θ_2 ($\theta_1 = \omega\ t1$, $\theta_2 = \omega\ t2$) qui ne sont que les solutions de l'équation $e(t) = V$, c'est-à-dire $\cos \omega t = V/E$. Ces solutions sont symétriques par rapport à $\pi/2$ et leur somme donne π **(fig. 16)**. Elles déterminent l'angle $2\theta_o = \theta_2 - \theta_1$; θ_o est appelé angle de passage ou angle d'ouverture du courant, et nous avons donc

$$\cos \theta_o = \frac{V}{E} \quad (1)$$

Le temps de conduction τ peut s'écrire :

$$\tau = t_2 - t_1 = 2\ t_o = \frac{2\ \theta_o}{\omega}$$

ce qui représente une fraction de la période T.

Le courant instantané i_p s'écrit :

$$i_p = \frac{v_p}{R_d} = \frac{e(t) - V}{R_d}$$

$$= \frac{E(\cos \theta - \cos \theta_o)}{R_d}$$

Le courant continu i_r est égal à la valeur moyenne de i_p :

$$i_r = \frac{1}{T}\int_{-to}^{+to} \frac{E}{R_d} \cdot (\cos \omega\ t - \cos \omega\ t_o)\ dt$$

soit, en introduisant $\theta = \omega\ t$:

$$i_r = \frac{1}{2\pi}\int_{-\theta_o}^{+\theta_o} \frac{E}{R_d} (\cos \theta - \cos \theta_o)\ d\theta$$

ce qui donne :

$$i_r = \frac{E}{\pi R_d} (\sin \theta_o - \theta_o \cos \theta_o)$$

avec $\cos \theta_o = \frac{V}{E}$

Cette étude sert en pratique lorsqu'on veut charger une batterie. On remarque que plus la batterie se charge, plus devient petit et donc le courant de charge diminue. Dans ce cas d'utilisation de la diode, il faut veiller à ce que E + V ne dépasse pas la tension inverse maximale autorisée pour la diode car c'est en effet cette tension qui se trouve appliquée aux bornes de la diode avant la conduction.

Redressement monoalternance sur résistance-capacité

Le schéma correspondant est donné à la **figure 18**. Une force électromotrice e(t) provoque le passage d'un courant i_p dont les composantes alternatives après redressement passeront dans C et dont la composante continue circulera dans R_u. C joue donc le rôle d'un filtrage à condition de choisir sa valeur suffisamment grande pour que son impédance soit proche de 0, ce que nous supposerons.

On peut utiliser les expressions obtenues dans le cas d'un redresseur débitant sur un récepteur à f.c.é.m.

$V = R_u \cdot i_r$

avec :

$$i_r = \frac{E}{\pi R_d} (\sin \theta_o - \theta_o \cos \theta_o)$$

et $V = E \cos \theta_o$

soit :

$$i_r = \frac{E}{\pi R_d}(\sin\theta_o - \theta_o \cos\theta_o) = \frac{V}{R_u}$$

d'où :

$$\frac{1}{R_u} = \frac{1}{\pi R_d}(\text{tg}\,\theta_o - \theta_o) \qquad (2)$$

En connaissant R_u et R_d, on peut donc connaître et calculer ainsi V par la formule $V = E \cos\theta_o$.

Si l'on considère un montage où R_u est très grand devant R_d, l'équation (2) donne :

$$\frac{R_d}{R_u} = \frac{1}{\pi}(\text{tg}\,\theta_o - \theta_o) \# 0$$

d'où $\theta_o \# 0$

Dans ce cas, la tension continue V est pratiquement égale à E, tension de crête fournie par le générateur.

Si l'on se place maintenant du côté du générateur, il peut être intéressant de connaître la charge équivalente à la diode et au circuit RC. Appelons Pf la puissance moyenne fournie par la source alternative et R_{eq} la charge équivalente que l'on cherche.

$$P_f = \frac{E^2}{2 R_{eq}}$$

or la puissance instantanée s'écrit :

$$p = e(t) \cdot i_p$$

$$= E \cos\omega t \cdot \frac{E}{R_d}(\cos\omega t - \cos\theta_o)$$

d'où :

$$P_f = \frac{1}{T}\int_{-t/2}^{+t/2}\left[E \cos\omega t \cdot \frac{E}{R_d}(\cos\omega t - \cos\theta_o)\right]$$

D'où, en posant $\theta = \omega t$, tout calcul fait, cela donne :

$$P_f = \frac{E^2}{2\pi R_d}(\theta_o - \sin\theta_o \cos\theta_o)$$

$$= \frac{E^2}{2 R_{eq}}$$

d'où :

$$R_{eq} = \frac{\pi R_d}{\theta_o - \sin\theta_o \cos\theta_o}$$

soit, en faisant apparaître R_u en utilisant (2) :

$$R_{eq} = \frac{R_u(\text{tg}\,\theta_o - \theta_o)}{\theta_o - \sin\theta_o \cos\theta_o}$$

Nous remarquons que si θ_o est petit (c'est-à-dire si la résistance d'utilisation R_u est très grande devant la résistance de la diode R_d), par les développements limités à l'ordre 3, on trouve :

$$R_{eq} = \frac{1}{2}R_u$$

Cependant, tous ces résultats ont été trouvés en prenant comme hypothèse que C présentait une impédance nulle aux composantes alternatives. En pratique, ce n'est pas le cas et la tension redressée n'est pas parfaitement lissée ; il s'y superpose des composantes alternatives d'ondulation **(fig. 19)**. Appelons Δv l'ondulation résiduelle en valeur crête à crête et cherchons à déterminer cette valeur.

Lorsque la tension e(t) passe de **a** à **b**, la charge de la capacité augmente de : $\Delta Q = C \Delta v$.

De **b** à **a**, la capacité restitue la charge emmagasinée de **a** à **b**.

$$\Delta Q = i_r \cdot \Delta t = i_r \cdot T \cdot \frac{2\pi - \Psi}{2\pi}$$

Ψ étant l'angle de conduction entre les points **a** et **b**. Ψ est légèrement différent de $2\theta_o$ car les instants **a** et **b** sont légèrement différents des temps t_1 et t_2 précédents ($2\pi - \Psi$) 2π correspond au temps de décharge du condensateur).

Donc :

$$C \Delta v = i_r \cdot T \cdot \left(\frac{2\pi - \Psi}{2\pi}\right)$$

d'où $\Delta v = i_r \cdot \frac{\pi - \theta_o}{C f \pi}$

avec f : fréquence de la source (en admettant $\Psi = 2\theta_o$).

Soit, lorsque θ_o est petit :

$$\Delta v \# \frac{i_r}{C f}$$

On peut encore exprimer Δv par :

$$\frac{\Delta v}{V} = \frac{\Delta v}{R_u \cdot i_r} \# \frac{1}{R_u \cdot C \cdot f} = \frac{T}{R_u \cdot C}$$

Δv sera d'autant plus grand que le courant i_r sera grand, ce qui se comprend car dans ce cas, la capacité joue moins son rôle de régulateur : elle se vide presque entièrement pendant la décharge ; Ψ augmente légèrement. D'autre part, on ne peut pas augmenter C indéfiniment car le courant de crête détruirait la diode. En effet, nous avons déjà signaler au paragraphe précédent la tension inverse de crête comme une cause de destruction de la diode. A cette tension, il faut ajouter les dangers du courant de crête. Celui-ci peut atteindre des valeurs très importantes dues à l'appel de courant du condensateur au moment de la remise en conduction de la diode.

En conclusion, ce type de filtrage n'est intéressant que si la résistance d'utilisation R_u est grande devant la résistance R_d de la diode.

Redressement bi-alternance sur résistance

Le schéma correspondant à ce circuit est proposé à la **figure 20**. L'enroulement secondaire du transformateur utilise un point milieu ; lorsque la diode D_1 conduit, la diode D_2 est bloquée car par rapport au point milieu, les tensions apparaissent aux extrémités du bobinage en opposition de phase **(fig. 21)**.

La **figure 22** représente les courants i_{p1} dans D_1, i_{p2} dans D_2, i dans R_u, et u(t) tension aux bornes de R_u.

En raisonnant de la même manière qu'au premier paragraphe, on trouve :

$$i_r = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{E}{R_d + R_u}$$

$$u_r = R_u \cdot i_r = \frac{2E}{\pi} \cdot \frac{R_u}{R_d + R_u}$$

Si l'on a R_u très grand devant la résistance R_d de la diode, l'expression de la tension redressée se simplifie et devient :

$$u_r = \frac{2E}{\pi}$$

Par rapport au redressement monoalternance, on constate que toutes les valeurs sont doublées.

En reprenant l'étude des tensions alternatives superposées à la tension continue, on pose :

$e_1 = E \cos\omega t$, tension appliquée à la diode D_1

$e_2 = -E \cos\omega t$, tension appliquée à la diode D_2

soit : $e_2 = E \cos(\omega t + \pi)$

et : $i = i_{p1} + i_{p2}$

On décompose i_{p1} et i_{p2} selon Fourier, ce qui donne finalement :

$$i = 2 i_p + 2 \sum (-1)^{k/2+1} . I_{pk} \cos k\omega t$$

avec k = 2, 4, 6, 8...

On constate qu'il n'y a plus de composante à la fréquence fondamentale. Seules subsistent les harmoniques paires.

Redressement bi-alternance sur résistance-capacité

Le schéma de ce circuit est donné à la **figure 23**. Dans ce circuit, le condensateur se trouve chargé alternativement par D_1 ou par D_2, à une cadence double de celle du redressement monoalternance.

Le premier avantage de cette solution est que la tension de crête d'ondulation est plus faible (pour une même capacité et une même résistance d'utilisation) **(fig. 24)**. Dans le cas où θ_o est très petit pour chaque diode, on obtient :

$$\frac{\Delta v}{V} = \frac{T}{2 C R_u} = \frac{1}{2 C R_u f}$$

f étant la fréquence de la tension d'alimentation. La fréquence de l'ondulation se trouve bien évidemment dou-

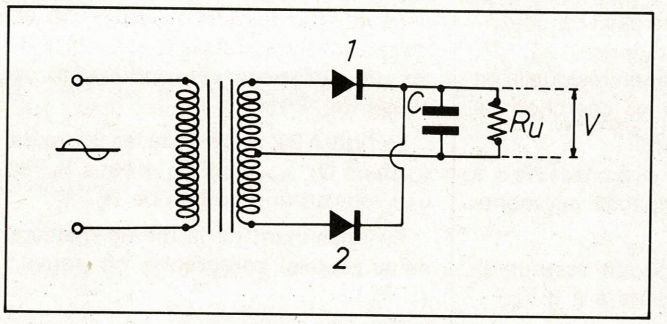


Fig. 23

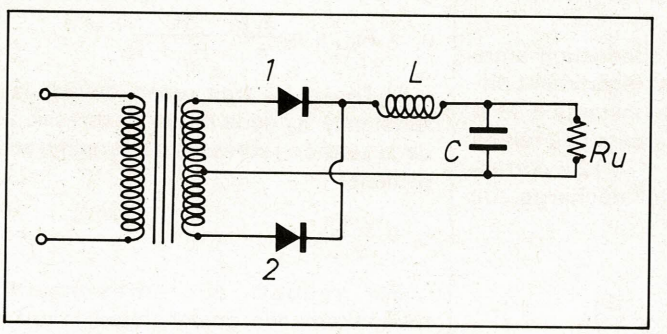


Fig. 25

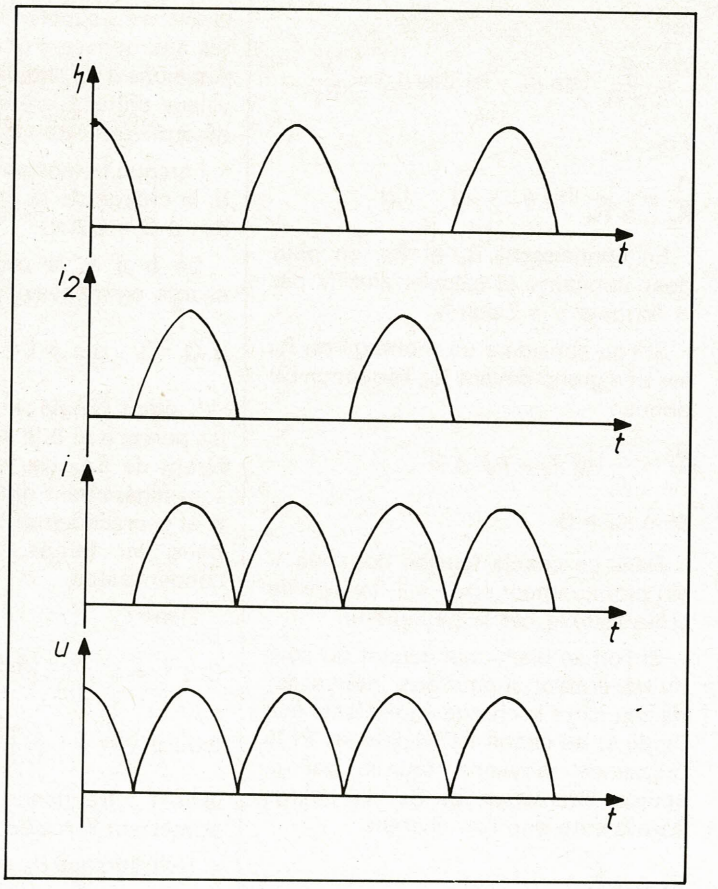


Fig. 22

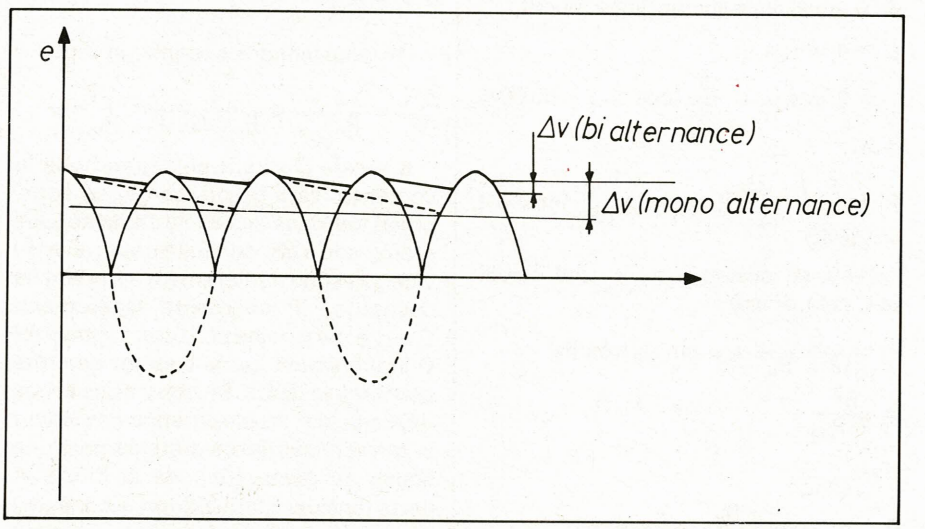


Fig. 24

blée par rapport au redressement monoalternance. Enfin, la tension redressée est plus importante ; en effet :

$$V = E - \frac{\Delta v}{2}$$

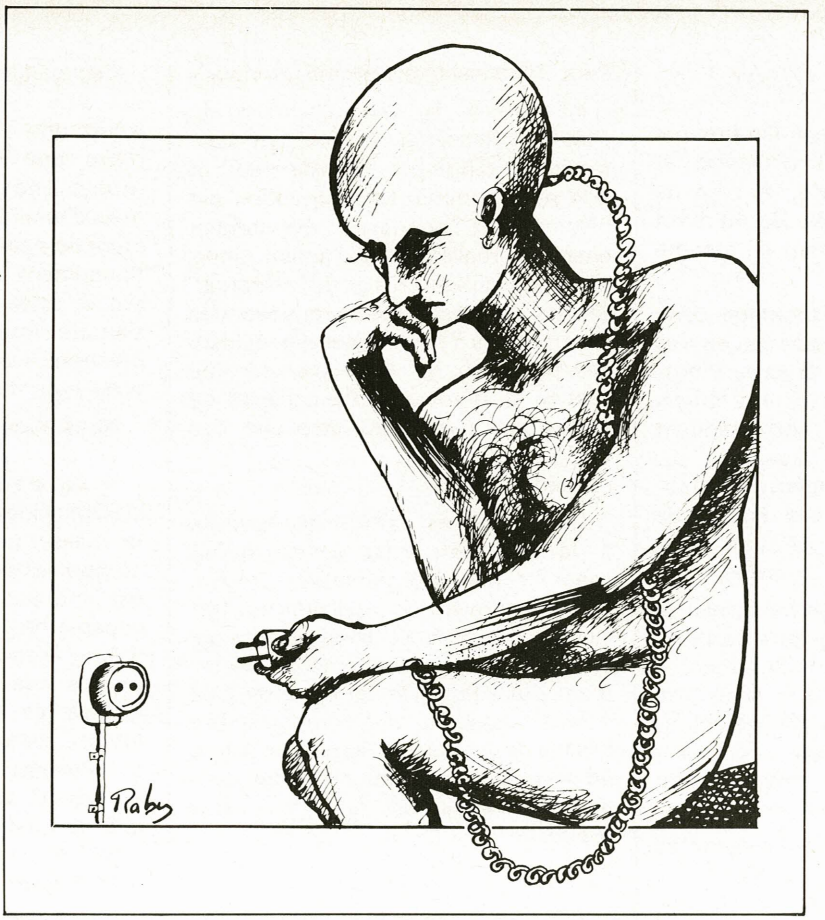
Or Δv a diminué, donc V augmente. Il en est de même pour le courant.

Self de filtrage

Dans le cas où l'on utilise une self en tête au lieu d'une capacité, la tension redressée V est plus faible qu'avec une capacité en tête : $V = E/\pi$ dans le cas d'un redressement monoalternance et $V = 2E/\pi$ dans le cas d'un redressement bi-alternance. La self en tête permet de limiter le courant instantané i passant dans les diodes. Au-delà d'une valeur minimale de self, le courant ne s'annule plus au cours du cycle **(fig. 25)**.

Dans le prochain numéro d'Electronique Applications, nous parlerons en détail des circuits régulateurs à diode zener, de l'emploi de la diode en commutation et nous passerons en revue quelques applications particulières de ces composants.

F. Rutkowski



L'intelligence artificielle
Les robots

La robotique est la branche de l'intelligence artificielle (IA) concernée par l'étude de systèmes automatiques capables d'une interaction directe avec le monde physique. Ces systèmes, ou robots, font appel aux principaux concepts et méthodes de l'IA qui ont été introduits dans un article précédent paru dans le dernier numéro de cette revue. La conception de robots nécessite une approche globale combinant plusieurs secteurs : perception automatique, résolution de problèmes, communication homme-machine et traitement du langage naturel. La possibilité de cette approche globale est une question essentielle pour le développement ultérieur de la recherche.

Les robots sont, de toutes les créations humaines, celles qui « ressemblent » le plus à l'homme, d'où l'attention privilégiée qui leur est portée. Le champ de leurs applications, encore largement inexploré, couvre des domaines aussi variés que l'industrie, la médecine, la recherche spatiale, l'exploration des fonds marins.

L'objet de cet article est de montrer ce qu'est un robot, quels sont les éléments qui le composent, comment il fonctionne, quels problèmes particuliers pose sa conception. Plusieurs exemples de réalisations récentes illustrent cette étude.

Qu'est-ce qu'un robot ?

Quelque part en Russie, un homme surveille un écran de télévision et appuie sur des boutons. A plus de 300 000 kilomètres de là, un petit véhicule se met lentement en marche sur le sol lunaire.

Sur une chaîne de montage dans l'Ohio, une file de carcasses de voitures s'arrête à une position précise. Vingt-trois bras mécaniques géants émergent de l'obscurité et entreprennent vingt-trois opérations distinctes sur vingt-trois voitures différentes, de plusieurs modèles et à des stades de construction variés. Aucun être humain n'apparaît sur la chaîne.

Dans un laboratoire en Californie, un homme tape sur un clavier « Porte du bloc 5 avec la boîte 2 de la pièce 3 ». Une étrange machine à la silhouette vacillante manœuvre parmi des obstacles multiples, et réussit, non sans peine, à pousser une grande boîte devant l'entrée indiquée.

Ces trois exemples sont empruntés au livre de Bertram Raphaël, « The Thinking Computer », et correspondent à des scénarios effectivement réalisés au cours de ces dernières années. S'agit-il de robots ?

Dans les romans de Science-Fiction, les robots sont en général des entités assez étranges, qui ressemblent à une pile de boîtes de conserves munie de voyants lumineux, éventuellement clignotants ; leur comportement est souvent décrit comme assez stupide, ils obéissent mécaniquement à leur maître sans rien comprendre. Il arrive cependant qu'on leur prête une certaine intelligence, voire même une volonté autonome, qui peut devenir malveillante, comme dans le film de Kubrick, « 2001-L'Odyssée de l'Espace ». Maintenant que les robots sont passés de la fiction à la réalité, comment peut-on les reconnaître, les améliorer, les utiliser ?

Examinons d'un peu plus près les exemples ci-dessus. L'opérateur qui dirige le véhicule lunaire ne fait rien de très différent d'un amateur qui commande par radio un modèle réduit d'avion, si ce n'est que l'avion évolue à quelques mètres au lieu de se trouver sur la Lune. Peut-on dire que la distance augmente le caractère de robot de l'engin ?

Les bras mécaniques sur la chaîne de montage de la General Motors, en Ohio, sont réglés avant chaque nouvelle phase de la production pour effectuer une série d'opérations mémorisées. Ce réglage fait, ils n'ont plus besoin de l'intervention humaine. Mais une machine à laver à programme possède la même capacité. Faut-il la considérer comme un robot ?

« Shakey », le véhicule-robot du Stanford Research Institute, en Californie est dirigé par un ordinateur, et non par l'homme. Chaque action est planifiée par l'ordinateur, qui conduit ensuite la réalisation de l'action tandis que le véhicule se charge de l'effectuer. Shakey a la possibilité de renvoyer des informations à l'ordinateur qui réajuste ses plans au fur et à mesure que l'action se déroule. Cette capacité de « feed-back » est peut-être une des caractéristiques que tout robot doit posséder.

On voit qu'il est difficile de répondre à la question « Qu'est-ce qu'un robot ? » par une définition précise. Comme souvent en intelligence artificielle, la frontière est tenue entre ce qui relève d'un fonctionnement strictement mécanique, et un système plus évolué, exhibant un comportement proche des capacités humaines. Avant de développer ce point, retraçons rapidement l'évolution historique des robots.

L'histoire des robots

Dans les folklores de nombreux peuples, on trouve le thème d'une entité créée par la main de l'Homme, et possédant des qualités qui la font ressembler à l'être humain. Selon la mythologie grecque, Pygmalion, un roi de Chypre, s'était épris d'une statuette d'ivoire qu'il avait sculptée avec un soin et une ferveur extrême. Il supplia la déesse Aphrodite de l'animer, et elle exauça sa prière. Il put alors l'épouser, et en eut même un fils. Beaucoup moins ancien, le conte de Pinocchio illustre le même thème. Qui ne s'est pas ému dans son enfance de l'histoire de ce pantin articulé qui finit par devenir un authentique petit garçon ?

C'est au 18e siècle qu'apparaissent les premières réalisations ressemblant à des robots. L'Archevêque de Salzbourg avait construit une ville miniature, dont tous les éléments mobiles étaient actionnés par la force hydraulique. Un des plus célèbres ancêtres du robot fut le Canard de Vaucanson. Construit vers 1730 par le Français Jacques de Vaucanson, cet automate était présenté comme « un canard artificiel en cuivre, qui boit, mange, cancane, barbote et digère sa nourriture comme un vrai ! » Non moins fameux fut l'automate de von Kempelen, qui défia tous les grands joueurs d'échecs de son époque. Il jouait fort bien, sans doute mieux que les meilleurs programmes d'échecs actuels ; il faut préciser qu'un joueur expert (et tout à fait humain) était caché dans la boîte abritant le soi-disant mécanisme.

Ces gadgets n'avaient pas d'autre but que d'amuser les curieux. Les trente dernières années ont vu apparaître une nouvelle génération de robots. Il ne s'agit plus d'un jeu gratuit, mais d'une recherche sur le comportement de systèmes biologiques, le fonctionnement de processus mentaux, etc. A cette préoccupation théorique s'ajoute l'intérêt pratique que peuvent présenter les applications de ce nouveau type de machines.

Nous avons retenu quelques exemples caractéristiques :

– **La « Tortue » de Grey Walter** (1950) : l'idée de l'Anglais Walter était de réaliser une machine produisant un comportement autonome. Sa machine est une sorte de tortue mécanique, capable de se déplacer. Livrée à elle-même, la tortue se dirige « instinctivement » vers toute source de lumière, jusqu'à ce que la clarté soit trop intense, auquel cas elle bat en retraite. En l'absence de lumière, la tortue erre au hasard, apparemment à la recherche de quelque chose. Le comportement de cette machine évoque celui d'un animal peu évolué ou d'un insecte.

– **La « Bête » de Hopkins** : vers 1960, un projet plus ambitieux est développé à l'Université John Hopkins, aux USA. Il s'agit de construire un petit véhicule électrique, entièrement autonome, sans aucune liaison par câble ou radio avec un ordinateur, un contrôle humain ou une source de courant. Ces exigences aboutissent dans la conception d'un système dont le « but dans la vie » serait de maintenir en permanence ses batteries chargées. Pour y parvenir, la « Bête » était munie d'un système de navigation sonar, d'un « œil » conçu spécialement pour détecter les prises de courant, et d'une fiche mobile pour se brancher. La Bête avait déjà une certaine perception du monde, qui pour elle se divisait essentiellement en deux choses : 1) les prises de courant ; 2) tout le reste.

– **Le bras mécanique du MIT** : au début des années 60, H. Earnst du MIT s'intéresse à certains manipulateurs mécaniques conçus pour effectuer de délicates opérations sur les produits radioactifs. Ces bras mécaniques étaient prévus pour fonctionner sous contrôle humain. L'idée de Earnst est de les faire commander par un ordinateur. Une difficulté se pose immédiatement : l'ordinateur n'a pas d'œil pour observer le bras et le diriger en conséquence. Earnst avait constaté qu'en exerçant le contrôle lui-même, il pouvait faire accomplir au bras une manœuvre aussi délicate que de ramasser et de craquer une allumette. Mais s'il fermait les yeux, il n'obtenait plus aucun résultat valable. Le problème fut partiellement résolu en disposant dif-

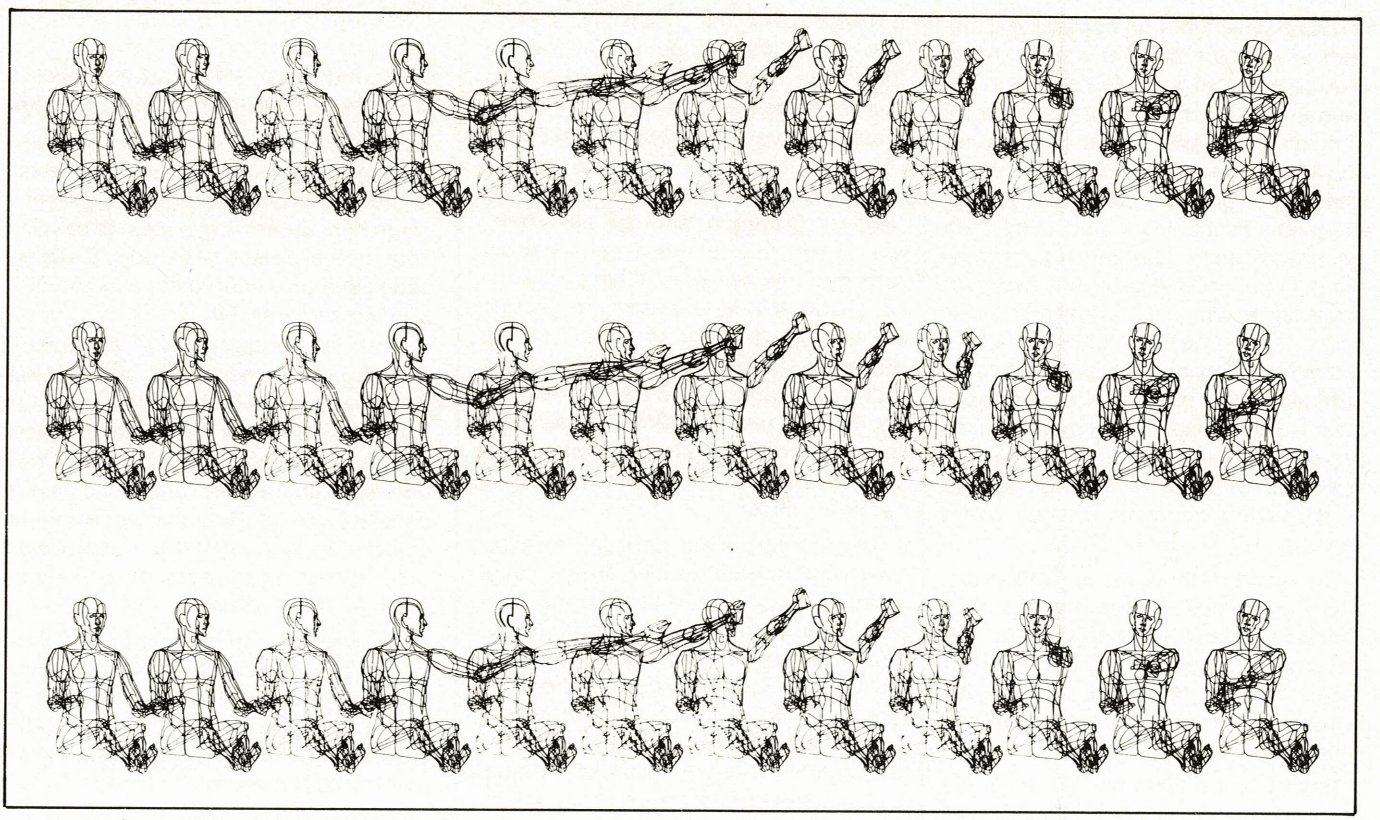


Fig. 1. – Exemple de simulation. Cette séquence, réalisée par Boein Computers Graphics, représente l'étude sur ordinateur des évolutions d'un pilote dans un cockpit. (Document : Cahier SESTA nº 5, oct. 1973).

férents « senseurs » sur le bras, capables d'informer l'ordinateur de la position, de la pression exercée sur les doigts, etc. Le système obtenu, baptisé MH-1, était assez limité ; il ne pouvait pas craquer une allumette. Cependant l'expérience avait prouvé qu'un ordinateur pouvait agir sur le monde physique sans aide humaine, par l'intermédiaire de senseurs et de manipulateurs.

A partir de 1965, plusieurs laboratoires dans le monde se mettent à construire des robots. Le concept de robot qui émerge alors est celui d'un système essentiellement composé de trois types d'éléments :

– **une unité de contrôle et de commande,** constituée en général d'un ordinateur digital,

– **un équipement sensoriel** : caméras de TV, cellules photoélectriques, palpeurs... Leur fonction est d'informer l'unité de commande sur l'état du monde extérieur,

– **un équipement effectueur** : bras, mains, roues..., qui permettent au robot d'agir sur le monde extérieur.

Pourquoi construire des robots ?

L'intelligence artificielle est essentiellement concernée par la conception de machines ayant un comportement « intelligent ». Nous avons montré dans un article antérieur que l'ordinateur digital est l'outil privilégié de cette recherche. En fait, l'ordinateur constitue un véritable modèle du cerveau, permettant de tester toutes sortes d'hypothèses sur le fonctionnement des processus mentaux. Dans ces conditions, qu'apporte de plus le robot ? Pourquoi cherche-t-on à doter le cerveau électronique d'un corps ? Il y a trois motivations essentielles.

– **La recherche sur la nature de l'intelligence**

Faire des ordinateurs intelligents nous permet de comprendre mieux notre propre intelligence. Or il est connu qu'un environnement sensoriel riche est un facteur déterminant dans le développement de l'intelligence. Un enfant a besoin pour se développer de voir, de toucher, d'entendre, de se mouvoir dans son environnement. De même, on rend l'ordinateur plus intelligent en lui donnant la possibilité de percevoir le monde physique et d'agir sur lui, au lieu de filtrer toutes ses informations sensorielles à travers le codage des cartes perforées et du télétype.

– **L'intégration de résultats antérieurs**

Le travail sur les robots fait appel à trois secteurs de la recherche en intelligence artificielle : les systèmes de perception, la résolution de problèmes, et les systèmes de traitement du langage naturel. Ces trois domaines ont été développés de façon autonome, mais en fait ils sont complémentaires : pour comprendre un énoncé, on a souvent besoin de voir ce dont il est question ; pour voir correctement une scène, il est souvent utile de faire des déductions logiques sur des éléments partiellement cachés ; et ainsi de suite. Ainsi, en combinant les trois directions en un seul système, on peut espérer obtenir des capacités globales supérieures. La construction d'un robot amène à synthétiser des efforts antérieurs, et à identifier les axes de recherche importants pour l'avenir.

– **Les applications pratiques**

Tôt ou tard, dans dix ans ou dans cinquante, les robots seront largement utilisés pour aider l'homme dans des tâches courantes. Un champ d'applications important est la médecine, où les robots offrent de grands espoirs pour l'assistance aux handicapés physiques. D'ores et déjà, il est possible, à partir des données actuelles, de concevoir les robots utiles de l'avenir.

Simulation

Une approche possible pour la construction d'un robot est de construire d'abord une simulation sur ordinateur de ce robot. C'est-à-dire qu'on expérimente non pas le robot réel, mais une représentation idéalisée de celui-ci. Cette méthode de simulation **(fig. 1)** a été utilisée pour traiter les situations les plus diverses, par exemple la mesure de la résistance d'un barrage, le contrôle du trafic routier dans une ville, l'étude de modèles physiologiques, etc. Il est donc naturel d'y penser dans le cas des robots.

Une telle simulation comporte d'une part un modèle de l'univers du robot, d'autre part un modèle du robot lui-même. Que peut nous apprendre cette simulation ? Considérons la situation suivante : une personne est introduite dans une grande pièce, et on lui demande de déplacer une table d'un point à un autre. Tout individu normalement constitué s'acquittera aisément de la tâche. Mais si l'on pose la question : « Comment accomplir cette tâche ? » en exigeant une description suffisamment précise du processus pour qu'elle puisse être codée en langage d'ordinateur, la réponse n'est pas si simple. Or de cette réponse dépend la possibilité de construire un robot capable d'effectuer la tâche.

Ce qu'on attend de la simulation, c'est donc des informations sur le fonctionnement du robot dans une situation concrète. Si la simulation est assez précise, elle peut donner une bonne image du comportement du robot réel.

Plusieurs simulations ont déjà été effectuées sur ordinateur. Dans certaines, le robot et les objets de son environnement sont représentés sur une grille, comme les pièces d'un jeu d'échecs. On établit des règles gouvernant les mouvements légaux du robot, et on peut ainsi étudier différentes stratégies pour résoudre un problème tel que déplacer un objet. L'inconvénient de ce modèle est d'être très éloigné de la réalité.

Une généralisation plus réaliste consiste à simuler un monde continu à deux dimensions. Le robot est représenté comme un point ou un petit cercle évoluant dans un univers de lignes et de polygones.

On peut aussi simuler un monde à trois dimensions, si les objets qui s'y trouvent sont relativement simples. Le système de Winograd, que nous avons décrit dans un article antérieur, constitue une telle simulation. C'est un univers de blocs de couleur aux formes simples : cubes, parallélipipèdes, pyramides. Le robot lui-même est une main sans corps, simulée, qui peut saisir et déplacer les blocs selon les ordres qu'elle reçoit. Avec ce système, Winograd a accompli une des plus intéressantes recherches sur le problème de faire comprendre le langage naturel à un ordinateur.

La simulation peut paraître une solution séduisante. Elle évite la construction, pénible et coûteuse, d'un robot réel. Cependant, elle présente deux inconvénients majeurs.

D'une part, il est très difficile de simuler le monde réel. Si l'on veut simuler un robot capable d'effectuer des tâches évoluées dans notre monde à trois dimensions, il faut une simulation de ce monde qui puisse exister dans « la pensée » de l'ordinateur. Quelle forme peut prendre cette simulation ? Comment représenter dans l'ordinateur chaque détail du monde dont le robot (réel ou simulé) peut avoir besoin ? Comment simuler, par exemple, le fait que le robot peut voir au moyen d'une caméra ? Il est plus simple d'utiliser une vraie caméra, dirigée sur une scène réelle, et de voir ce qui se passe. On peut dire alors qu'il s'agit d'une simulation où le monde réel est représenté par lui-même. C'est d'ailleurs le modèle le plus complet et le plus adéquat, et c'est souvent le plus facile à utiliser.

D'autre part, il est difficile de savoir précisément quoi simuler. Jusqu'à quel point le robot simulé correspond-il au vrai ? Par exemple, le robot de Winograd exécute à la perfection les ordres qu'il reçoit. Si on lui ordonne de se rendre en un point il va à ce point précis. Un robot réel est incapable d'atteindre exactement le point qu'on lui indique, il y a toujours une marge d'erreurs dues aux imperfections mécaniques. En général, la simulation donne une représentation idéalisée du robot et de l'univers, il est impossible de simuler tous les éléments imprévisibles qui interviennent dans le monde réel. L'objectif majeur de cette recherche étant de construire des robots capables d'affronter le monde réel, la simulation ne peut donc pas se substituer à l'expérimentation de robots réels.

Eléments d'un robot

Un robot est constitué de trois types d'éléments : des senseurs, des effecteurs, et un « cerveau », qui est en général un ordinateur digital.

a) Senseurs

C'est grâce à eux que le robot perçoit le monde extérieur. Ils sont principalement de deux types : optiques et tactiles. Il serait également possible de doter les robots du sens de l'ouïe, au moyen de micros, mais cela n'a pas été fait jusqu'à présent.

– **Senseurs optiques.** De nombreux systèmes robots possèdent un œil constitué d'une caméra TV. Il s'agit souvent de caméras conventionnelles de haute qualité. Au MIT, on a travaillé avec des caméras spéciales, ultrasensibles. Dans ces travaux, on faisait l'hypothèse que le robot, ayant des connaissances et des capacités de raisonnement très inférieures à celles de l'homme, a besoin pour compenser ce désavantage d'un meilleur organe sensoriel. Partant d'un point de vue différent, les chercheurs de la firme Mitsubishi utilisent des caméras de qualité très moyenne. Leur préoccupation est en effet de construire des robots à usage industriel, et l'accent est mis sur la petite taille et le coût peu élevé des matériels.

Un autre type de senseur optique est la cellule photoélectrique. Des senseurs constitués de groupes de cellules sont actuellement à l'étude. Ce procédé est moins coûteux et plus robuste que les caméras TV.

Pour la perception de la couleur, l'emploi de caméras TV couleur est coûteux et malaisé. Le procédé le plus courant consiste à placer successivement différents filtres couleur devant une caméra noir et blanc. Le robot acquiert une certaine perception de la couleur en analysant les transformations qui se produisent dans l'image selon le filtre utilisé.

– **Perception de la distance.** Plusieurs procédés ont été développés pour permettre au robot d'évaluer à quelle distance se trouvent les objets. Au Jet Propulsion Laboratory de Pasadena, un robot est muni de deux caméras, et calcule les distances par comparaison de deux images. Au Stanford Research Institute, on utilise un rayon laser modulé ; la lumière du rayon incident est mesurée avec un instrument spécial et comparée avec celle du rayon réfléchi. Une autre méthode, utilisée notamment par IBM, consiste à projeter sur la scène observée une grille en damier, dont on étudie les déformations.

– **Senseurs tactiles.** Un certain sens du toucher est nécessaire au robot pour qu'il puisse manipuler correctement les objets.

Les senseurs tactiles les plus simples sont des interrupteurs électriques qui ferment un circuit lorsqu'ils sont touchés. Si on en dispose suffisamment sur les organes manipulateurs du robot, celui-ci peut savoir qu'il a été touché et à quel endroit. De tels senseurs n'indiquent pas avec quelle force le robot est touché. Pour cela, on utilise des dispositifs plus complexes, capables de mesurer la pression exercée sur eux.

Le robot doit aussi savoir quelle force son bras ou sa main exerce sur un objet. Ceci est obtenu en disposant des jauges dynamométriques aux articulations. L'idéal serait que le robot soit capable, par exemple, de ramasser successivement un œuf et une boule de Bowling, sans casser l'un ni faire tomber l'autre.

– **Repèrage de la position.** Différents mécanismes repèrent la position de chacune des parties physiques du système. Le robot peut ainsi savoir à chaque instant où se trouve son bras, si ses doigts sont ouverts ou fermés, etc.

Certains robots peuvent posséder des senseurs ne correspondant pas à un sens humain : par exemple un compas, un senseur magnétique, un détecteur de mouvement (ne faisant pas appel à la vue), ou même des senseurs de radiations nucléaires.

b) Effectueurs

Ce sont tous les organes qui permettent au robot de se mouvoir, d'effectuer des manipulations diverses, de déplacer des objets, en un mot d'agir sur le monde extérieur.

Un élément indispensable est un dispositif pour manœuvrer les senseurs. Le robot doit pouvoir orienter sa caméra, mettre l'image au point, changer de filtres colorés, etc.

Le bras. Dans les premières réalisations comme le système MH-1 que nous avons évoqué plus haut, les bras utilisés étaient des manipulateurs conçus pour le contrôle humain. Depuis, on a appris à dessiner des bras mieux adaptés à l'ordinateur. Ils sont en général électromécaniques, et n'ont souvent pas du tout l'apparence d'un bras humain. Certains comportent un avant-bras télescopique, ou des articulations pouvant tourner indéfiniment, ce qui permet, par exemple, de dévisser un couvercle de bocal sans le lâcher.

La main. Située en général au bout du bras, elle pose de délicats problèmes. Le dessin de mains pour robots tend d'ailleurs à devenir une spécialité en soi. Les premières mains étaient constituées de deux mâchoires parallèles, et ne pouvaient guère saisir que des boîtes carrées ou des cubes. Le professeur Thring, du Queen Mary College à Londres, a construit des mains mécaniques extrêmement sophistiquées, capables de saisir des objets aussi variés que crayons, balles, tasses à thé, etc. Le dessin de mains pour robot est toujours compliqué par le fait que la main doit contenir des senseurs tactiles.

Mobilité. C'est souvent une considération majeure, aussi bien en ce qui concerne les senseurs que les effectueurs. Un certain nombre de systèmes robots comporte un petit véhicule à roues, sur lequel sont installés caméras, bras, etc. Un procédé utilisé au MIT consiste à suspendre une caméra ou un bras à une plate-forme, elle-même liée au plafond ; la plate-forme peut se déplacer dans toutes les directions du plan du plafond. A l'université d'Edinbourg, en Ecosse, on a conçu un autre système : le bras est fixé au centre d'une pièce, et ne peut se déplacer que verticalement, tandis qu'une grande table mobile est disposée sous le bras.

c) Ordinateur et software

Dans les premiers robots expérimentaux, comme la tortue de Walter ou la bête de Hopkins, le cerveau était un circuit électronique à finalité unique. L'emploi d'un ordinateur digital permet d'expérimenter plusieurs stratégies, en modifiant le programme. Des langages de programmation spéciaux et des méthodes de correction de programmes ont été développées pour les grands projets de robots.

Les ordinateurs les plus fréquemment utilisés sont différents de ceux qui servent couramment dans les applications de gestion. Le PDP-10 de Digital Equipment a été adopté par les trois principaux centres de recherche en robotique, à savoir le MIT, l'université de Stanford, et le Stanford Research Institute. Les Britanniques et les Japonais ont travaillé avec des ordinateurs beaucoup moins puissants. Leurs résultats sont d'autant plus impressionnants qu'ils ont été obtenus avec cette limitation de moyens.

Les systèmes d'application simples, comme les chariots d'hôpital ou certains manipulateurs industriels, sont contrôlés par des mini-ordinateurs. Précisons toutefois que si de tels systèmes sont parfois appelés robots, leurs possibilités sont très inférieures à celles des robots de recherche évoqués ci-dessus.

Software. Trois types de programmes interviennent en robotique : des programmes de perception (vision), des programmes de résolution de problèmes, et des programmes de compréhension du langage naturel. Nous avons traité la résolution de problèmes et le langage naturel dans notre article précédent. Le paragraphe qui suit est consacré à la question de la perception.

Perception automatique

L'Intelligence Artificielle a pour objet la conception de machines capables de traiter, sans l'aide humaine, des problèmes requérant une certaine forme d'intelligence. Une façon de soumettre un problème à une machine consiste à fournir à cette machine une description du problème sous la forme d'un programme. Dans ce cas, la machine n'est pas confrontée au monde réel, mais seulement à une représentation formelle de celui-ci.

En robotique, on s'intéresse au contraire à des systèmes capables de percevoir le monde directement, au moyen de leurs propres organes sensoriels. Des systèmes de perception automatique ont été développés aussi bien en ce qui concerne la vision que l'ouïe. Nous n'aborderons pas ici l'audition automatique, car les robots construits jusqu'à présent sont « sourds ». La communication homme-machine se fait par un moyen du genre télétype. Par contre, de nombreux robots sont dotés de la vue.

Les systèmes de perception automatique présentent un double intérêt :
– Un robot doté d'organes perceptifs est beaucoup plus apte à traiter des problèmes comportant des données sensorielles qu'un simple ordinateur, qui ne pourra recevoir ces données que sous une forme codée par le programmeur. Pour être capable d'effectuer une tâche telle que déplacer un objet d'un point à un autre, un robot doit avoir la possibilité de « voir » ce qu'il fait.
– La communication homme-machine sera plus simple et plus adéquate si l'ordinateur peut examiner directement des images, des sons, etc. sans qu'il soit nécessaire de traduire toutes ces informations en langage de programmation.

Le processus de la vision automatique, auquel est consacrée la suite de ce paragraphe, comporte trois stades successifs :
– la perception de l'image proprement dite,
– la traduction de cette image en une représentation dans la mémoire de l'ordinateur,
– l'interprétation de cette représentation par l'ordinateur.

a) Saisie de l'image

Le senseur visuel le plus couramment utilisé est une caméra vidéo, mais on peut aussi se servir d'un groupe de cellules photo-électriques. Ces senseurs sont de type analogique, c'est-à-dire qu'ils transforment les variations d'intensité lumineuse sur l'image en variations d'intensité électrique analogues. Ces mesures de luminosité sont ensuite transformées par un convertisseur analogique/digital, en un tableau de nombres dans la mémoire de l'ordinateur. Chaque nombre représente donc la luminosité en un point de l'image ; chaque point **(fig. 2)** correspond à une portion de l'image plus ou moins étendue selon la précision du senseur utilisé. D'autres informations peuvent être représentées comme la couleur, la texture, etc. Les points sont alors décrits par plusieurs nombres.

Comment un robot peut-il utiliser ce tableau de nombres pour « se faire une idée » de la scène initiale ? Comment peut-il parvenir à une description de la scène, suffisamment pertinente pour que le robot soit capable, par exemple

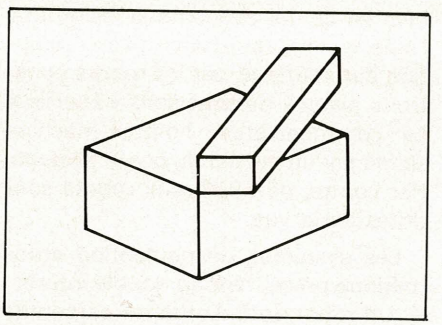


Fig. 4. – Une coïncidence peut entraîner la présence d'un lien incorrect.

d'indiquer quels objets se trouvent sur la scène, ou de déplacer un objet précis ?

b) Dégagement de lignes

Intéressons-nous au cas d'images vidéo simples, ne comportant que des objet aux contours rectilignes, tels que boîtes, cubes, prismes... Après conversion en digital, l'image se présente comme un tableau de nombres. L'étape suivante consiste à transformer ce tableau en un dessin linéaire, figurant les contours des objets.

Pour obtenir ce dessin, deux approches sont possibles :
– approche par lignes : le système cherche d'abord à repérer les angles, et complète graduellement le dessin en reliant ces angles par des lignes ;
– approche par régions : le système considère les points contigus qui possèdent la même luminosité comme faisant partie d'une même région ; puis il utilise plusieurs règles pour réunir les régions qui semblent faire partie d'une même surface réelle.

Dans les deux cas, on obtient un dessin figurant approximativement les contours des objets présents sur la scène. Les deux méthodes donnent d'assez bons résultats pour des images simples. L'analyse par régions joue un rôle important dans des systèmes plus évolués que nous abordons plus bas.

c) Analyse de scènes à trois dimensions

L'analyse de scènes consiste, une fois le dégagement de lignes effectué, à retrouver la structure tridimensionnelle des objets. On travaille en général sur un univers de polyèdres : blocs, briques, prismes ou boîtes. Un tel univers simplifié à l'extrême contient cependant tous les facteurs essentiels pour l'analyse de scènes : saisie de l'image, présence d'ombres, occultation partielle d'objets.

Le problème principal de l'interprétation d'une scène est de combiner les caractéristiques locales de la scène avec des hypothèses globales sur celle-ci. Une série de recherches ont été menées pour y parvenir : Guzman, au MIT, a développé un système ayant pour objectif la partition correcte d'une scène en objets séparés. Le système de Guzman opère sur deux plans : d'une part, il collecte des indications locales, d'autre part, il évalue ces indications et émet une hypothèse globale sur la manière dont les régions doivent être regroupées pour former des objets.

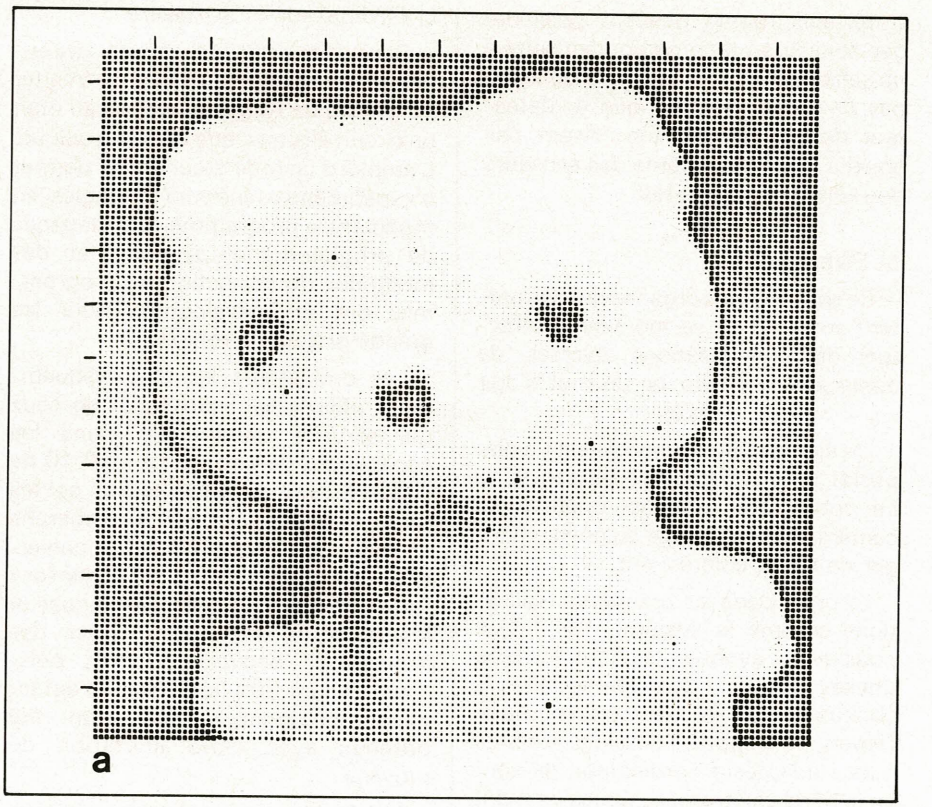


Fig. 2. – L'image TV est composée de points d'intensité lumineuse variable. Cet ensemble de points est représenté par un tableau de nombres dans la mémoire de l'ordinateur (Document MIT Laboratory).

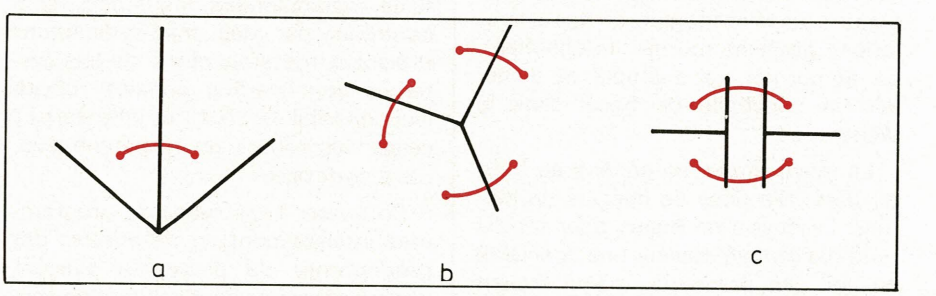


Fig. 3. – Liens de la procédure de Guzman : a) sommet en W, b) sommet en Y, c) sommets en T.

Les indications locales proviennent des sommets, c'est-à-dire tous les points d'intersection de deux ou plusieurs lignes du dessin. Elles consistent à placer des liens entre les régions environnant un sommet, suivant des règles précises ; à un sommet de type W, les deux zones adjacentes sont liées ; à un sommet en Y, trois paires de zones adjacentes sont liées ; à un sommet en T, il n'y a pas de lien direct, mais s'il existe un autre T parallèle au premier, les deux paires de zones correspondantes sont liées **(fig. 3)**.

Lorsque tous les liens sont placés, le programme cherche à construire une hypothèse globale sur la partition correcte de la scène. Pour y parvenir, il applique une série de théories sur l'utilisation optimale des indications locales. La théorie la plus simple consiste à dire que deux régions font partie du même objet s'il existe un lien entre elles. Cette théorie fonctionne bien pour de nombreuses scènes, mais il est facile de trouver des exemples qui la prennent en défaut **(fig. 4)**. Le problème est résolu par la seconde théorie, qui diffère de la première en ce que cette fois deux liens sont exigés au lieu d'un. Là, aussi, il existe des cas qui mettent en défaut la théorie. Mais heureusement, une troisième théorie vient nous tirer d'affaire. Il y a en fait cinq étages de raffinements successifs dans le système de Guzman, qui dans sa forme finale est capable d'interpréter correctement des scènes assez complexes.

Quelles sont les limites du programme de Guzman ? Il fonctionne le mieux sur des scènes composées d'objets ne présentant pas de trous, et dont les sommets sont des trièdres. En revanche, il est insuffisant dans plusieurs situations : figures localement

ambigües, lorsque certaines lignes font défaut, ou pour traiter les ombres. Pour ces situations, une description plus élaborée des objets proprement dits serait nécessaire.

La procédure d'étiquetage de Huffman donne une telle description. Cette procédure repose sur l'observation qu'à une des lignes de la scène ne peut être associée qu'une parmi les trois interprétations suivantes :
a) bord concave (noté –)
b) bord convexe ne dissimulant pas une partie de la scène (noté +)
c) bord convexe, dissimulant une partie de la scène (noté →).

Sur toute sa longueur, un segment doit conserver la même interprétation. D'autre part, seulement quatre types de coins sont possibles **(fig. 5)** :
a) coin formé de trois bords convexes,
b) coin formé de deux bords convexes et d'un bord concave,
c) coin formé d'un bord convexe et de deux bords concaves,
d) coin formé de trois bords concaves.

Un ordinateur applique la procédure en assignant une étiquette –, + ou → à chaque segment, cette étiquette devant se conserver d'un bout à l'autre du segment, et chaque coin étant de l'un des quatre types précédents. Si cette procédure peut être menée à bien, elle donne une certaine explication des objets présents dans la scène. Les étiquettes indiquent la signification des lignes de l'image **(fig. 6)**.

Waltz a repris et généralisé cette théorie. Il a abouti à un système assez évolué, capable de traiter les ombres **(fig. 7)**.

d) Objets courbes

Les travaux mentionnés ci-dessus traitent un univers d'objets rectilignes. Cet univers a été choisi dans un but de simplification. Malheureusement (ou heureusement) le monde où nous vivons n'est pas fait de lignes droites.

Plusieurs tentatives ont été faites pour analyser des contours non rectilignes. Les programmes de ce type utilisent des relations bi-dimensionnelles (telles que au-dessus de, à côté de, à l'intérieur de) et des descriptions de formes tridimensionnelles simples (cônes, cylindres, etc.). Les résultats obtenus sont quelque peu décevants. En fait, le problème de la reconnaissance des formes semble inutilement compliqué. La bonne approche n'est sans doute pas l'étude des seuls contours. Lorsque nous observons notre environnement, nous ne sommes pas particulièrement conscients de lignes. D'autres éléments interviennent, tels que la couleur, la texture, les relations entre les objets..., qu'il faudrait aussi prendre en considération.

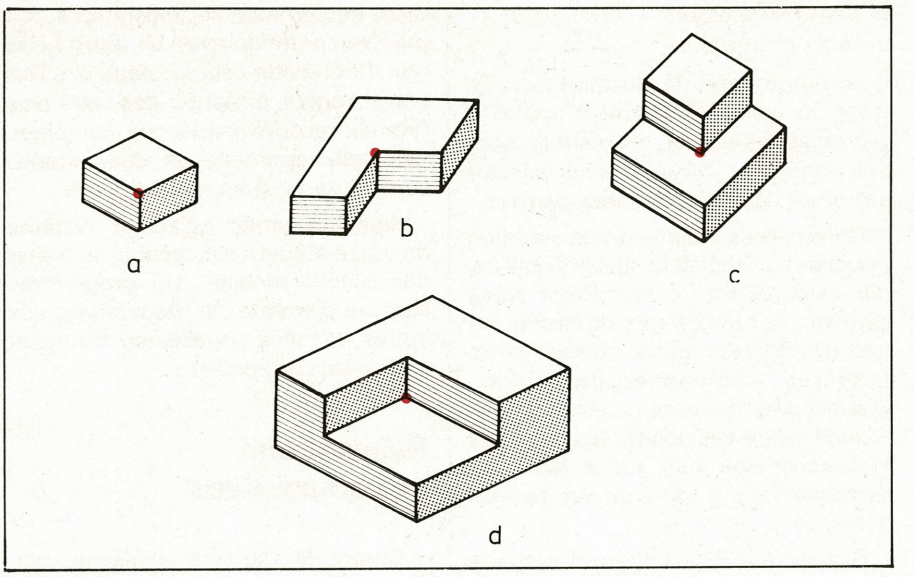


Fig. 5. – Les quatre types de coins possibles.

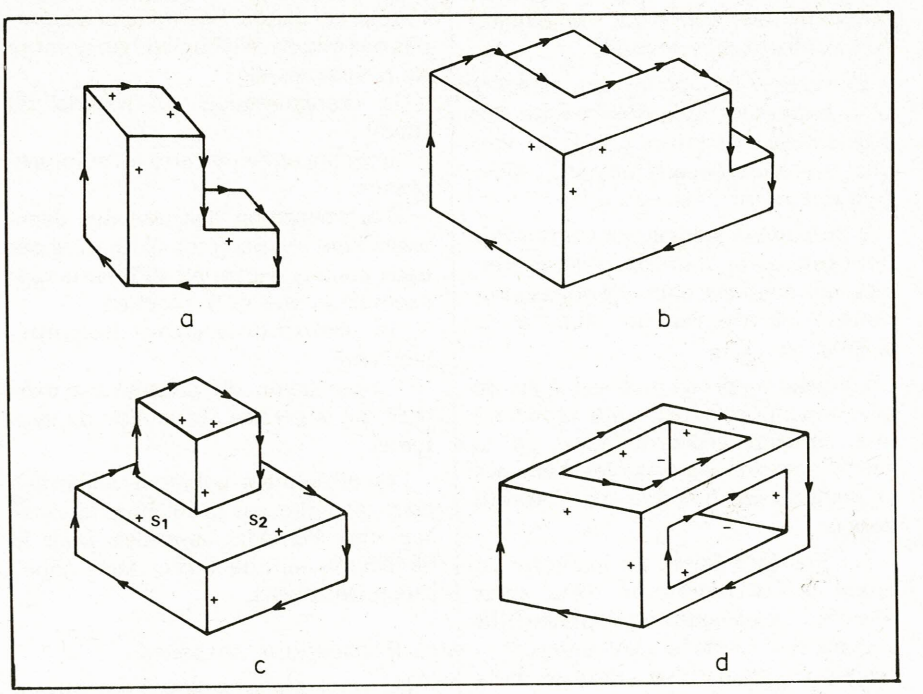


Fig. 6. – Procédure d'étiquetage de Huffman.

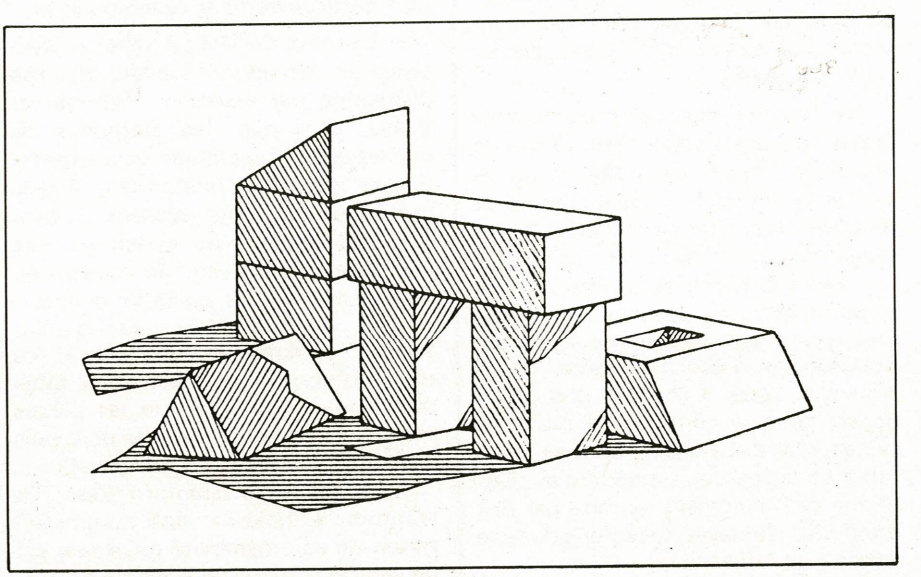


Fig. 7. – Le système obtenu par Waltz, en perfectionnant les méthodes de Guzman et de Huffman, est capable d'interpréter des scènes représentant des ombres.

a) Compréhension de scènes réelles

Le programme de Guzman travaille dans un univers totalement artificiel. Les objets de cet univers restreint sont peu nombreux, et les relations existant entre ces objets sont assez pauvres.

Considérons maintenant la situation opposée : on choisit un univers réaliste, par exemple un bureau. Cette pièce contient des objets très différents les uns des autres : table, chaise, livres, étagères, téléphone, cendriers... D'autre part, de nombreuses relations existent entre ces objets : les cendriers et le téléphone sont sur la table, les livres sont sur la table ou sur les étagères, etc.

Si l'on veut développer un système qui fonctionne dans une telle situation réaliste, il faut faire appel à d'autres méthodes que celles qui s'appliquent aux boîtes et aux prismes.

En premier lieu, on ne peut attendre d'un ordinateur qu'il reconnaisse des objets réels s'il ne dispose pas de données sur leurs caractéristiques : taille, forme, couleur, texture...

L'ordinateur a également besoin de données sur le contexte de la scène : relations spatiales entre les objets, probabilité de trouver un objet à tel endroit, etc.

La question qui se pose alors, est de savoir si un ordinateur peut accéder à une certaine compréhension de la scène, par exemple isoler les éléments importants, en fonction d'un objectif donné.

Au Stanford Research Institute, un projet a été développé dans cette direction. Le programme s'appelle ISIS et cherche à combiner des connaissances sur les objets et le contexte de la scène analysée, avec des données sensorielles multiples (luminosité, couleur et distance), pour élaborer des stratégies permettant de repérer facilement un objet.

Donnons une description schématique de la manière dont ISIS résoud un problème concret. Le problème est de trouver le téléphone dans une pièce meublée essentiellement d'une table et d'une chaise. En formulant sa stratégie, le système réalise qu'étant donné sa petite taille, le téléphone ne doit pas être recherché directement. Il décide de chercher d'abord la table. Ayant trouvé la table, il cherche une petite région noire, à l'intérieur d'une zone rectangulaire au-dessus du plan de la table. La région correspondant au téléphone est finalement extraite par des méthodes d'analyse de régions du type décrit plus haut (b).

Une telle stratégie permet de repérer aisément un objet. Mais elle peut produire des erreurs ; le téléphone aurait pu être confondu avec un autre objet noir. Pour éviter cela, on peut, une fois l'objet repéré, effectuer des tests plus fins de reconnaissance de cet objet. Une telle approche en deux étapes semble particulièrement efficace.

Signalons enfin qu'aucun système de vision actuel n'est capable de traiter des scènes mobiles. Un programme capable d'intégrer le mouvement aux autres données visuelles constituerait un progrès important.

Réalisations et perspectives

Durant la dernière décennie, plusieurs robots ont été conçus et réalisés, notamment aux USA, en Angleterre et au Japon. Les travaux accomplis ont mis en relief un certain nombre de problèmes-clés :

- la représentation du monde du robot,
- la rectification des erreurs et imprécisions,
- l'harmonisation des données éventuellement contradictoires fournies par deux canaux sensoriels différents (par exemple la vue et le toucher),
- la communication homme-machine,
- l'organisation du programme exécutif qui supervise l'ensemble du système.

Les différentes solutions élaborées pour résoudre ces problèmes fournissent des éléments essentiels pour le développement de la prochaine génération de robots.

a) Réalisations actuelles

De quoi sont capables les robots actuels ? Examinons quelques exemples particulièrement représentatifs :

- Le robot du MIT : il utilise un système de perception visuelle du type développé par Guzman, Huffman et Waltz, ainsi que des méthodes de résolution de problèmes et d'apprentissage dues à Winston (Cf. Article précédent). Ce robot possède un bras et il est capable de construire une structure au moyen de blocs, en copiant un modèle qu'on lui donne.
- Le robot de l'Université d'Edinbourg : surnommé « Freddy », ce robot comporte une caméra, une table mobile et un bras. Il trie les pièces mélangées de deux jouets en bois, puis assemble chacun des deux jouets.
- Le robot du Stanford Research Institute : « Shakey », ainsi nommé en raison de son instabilité physique, est un véhicule muni d'un système de perception visuelle. Il reçoit des ordres tels que « Pousser la boîte hors de la plate-forme. » N'ayant pas de bras, il réalise qu'il ne peut y parvenir qu'en montant sur la plate-forme ; il commence donc par chercher un plan incliné, qu'il pousse contre la plate-forme, puis monte sur la susdite, grâce au précédent, et enfin pousse la satanée boîte hors de la plate-forme.

b) Perspectives

Depuis quelques années, les recherches en robotique tendent à se détourner de l'expérimentation des robots proprement dits pour s'orienter vers l'investigation de domaines spécialisés. On s'est aperçu en effet que les progrès ultérieurs dépendaient du développement de certains secteurs, aussi bien en ce qui concerne le matériel que le logiciel.

Hardware : jusqu'ici, la préoccupation majeure était d'assembler des systèmes complets, sans accorder trop de soin à la conception de chaque élément particulier. Par exemple, les premiers bras au MIT étaient littéralement atteints de parkinsonisme ; n'insistons pas sur le cas de « Shakey », dont le nom à lui seul est tout un programme !

Il est à présent nécessaire de perfectionner les équipements physiques des robots, senseurs, effecteurs et ordinateurs. En particulier, le développement de la micro-informatique offre des possibilités particulièrement intéressantes.

Software : malgré les inconvénients physiques que nous venons d'évoquer, les principales limitations des robots construits ces dernières années étaient au niveau du logiciel. Deux domaines requièrent une attention particulière. D'une part le développement d'outils de programmation nouveaux ; d'autre part l'acquisition, la représentation et l'utilisation d'un large ensemble de connaissances.

Un robot doit disposer de connaissances préacquises sur les situations qu'il peut rencontrer. Or les travaux menés jusqu'ici se sont surtout préoccupés de combiner des possibilités déjà existantes (en résolution de problèmes, langage naturel et perception automatique) en un système complet, sans poser véritablement la question des connaissances de base. Plusieurs recherches sont menées actuellement dans ce domaine. Par exemple, un groupe de chercheurs étudie la possibilité de mettre sur un ordinateur les connaissances moyennes d'un enfant de six ans. D'autres recherches concernent différents moyens de représenter les connaissances, tels que le Calcul Propositionnel, ou certains graphes.

c) Applications

Les robots étudiés dans cet article

sont des expériences de laboratoire. Du point de vue de la recherche, leur intérêt est immense, puisque ce sont les premiers systèmes automatiques ayant une véritable autonomie, et parce qu'ils ont servi de banc d'essai aux futures recherches. L'intérêt pratique d'une machine qui joue avec des cubes, fût-ce d'une manière autonome, peut paraître limité. Il ne faut pas croire, cependant, que les robots « ne servent à rien ».

En fait, une possibilité d'applications tout à fait intéressantes apparaît, si l'on réussit à combiner les qualités d'autonomie des robots et leur aptitude à résoudre des problèmes, avec la fiabilité mécanique et l'efficacité des manipulateurs industriels développés ces dernières années. Il existe quelques tentatives dans cette voie ; par exemple, à l'Université de Stanford, un robot qui s'adonnait précédemment à la manipulation de cubes pour enfants a maintenant appris à assembler des pompes à eau.

Un vaste champ d'applications est offert par la médecine des prothèses et des orthèses. Mentionnons en particulier le projet pilote Spartacus, auquel collaborent plusieurs équipes de chercheurs français, et qui étudie des manipulateurs pouvant notamment être utilisés par des quadriplégiques.

Au Jet Propulsion Laboratory de Pasadena, on étudie actuellement un projet pour l'assemblage automatique de plaques solaires dans l'espace. D'autres centres de recherche s'intéressent à la construction de robots pour l'exploration des fonds marins.

Ces quelques exemples sont loin d'épuiser le champ particulièrement vaste des applications possibles de la robotique. L'utilisation des robots n'en est qu'à ses premiers balbutiements, et les années à venir verront apparaître de multiples réalisations nouvelles.

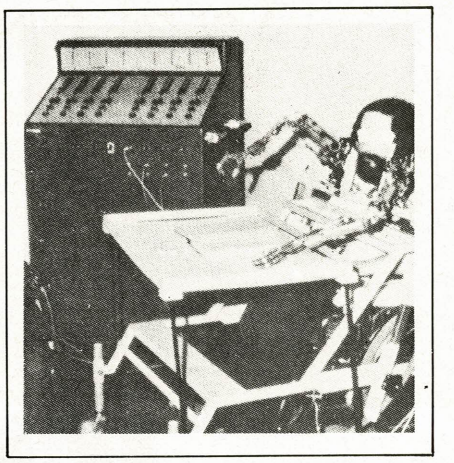
Le robot du futur

Le robot est dans une certaine mesure la matérialisation du vieux mythe de Pygmalion. A quoi ressembleront les robots dans dix, vingt ou cinquante ans ? Que seront les robots de demain ? La Science-Fiction nous a habitués à l'image inquiétante d'une sorte de double de l'homme, rival dangereux s'il n'est pas maîtrisé. Pourtant, le robot peut être considéré d'une façon plus objective, moins antropomorphique. Après tout, un robot reste un système artificiel, et même s'il ressemble à l'homme jusqu'à un certain point, il en est aussi bien différent. Deux aspects au moins méritent une attention particulière pour les recherches à venir.

D'abord, le robot peut se révéler un outil précieux dans les cas où les limites de la physiologie humaine constituent un obstacle. Nous avons évoqué l'investigation de l'espace et des fonds marins. D'une manière générale, tous les milieux hostiles pourraient être explorés par des robots. Des tâches dangereuses pour l'homme, telles que celles qui exposent à des radiations, pourraient leur être confiées. De plus, les robots présentent des possibilités de perception inaccessibles à l'être humain ; un système autonome capable, par exemple de déceler et d'interpréter toutes les ondes électromagnétiques, serait d'un grand intérêt.

D'autre part, la conception de robots suscite une approche toute nouvelle de la physiologie et de la psychologie. Un effort de recherche fantastique a été nécessaire pour parvenir à ce résultat apparemment dérisoire : un robot capable de placer quelques cubes dans une boîte. Cela donne la mesure de notre ignorance en ce qui concerne l'extraordinaire complexité de l'organisme humain. Même les processus les plus élémentaires, les actes les plus simples tels que saisir un objet ou se déplacer d'un point à un autre, sont mal connus. Le robot apparaît ainsi moins comme une copie de l'homme, ou un rival à abattre, que comme une expérience qui renvoie le chercheur au point de départ de toute expérience : l'être humain lui-même. Une fois de plus, nous voici appelés à relever le vieux défi socratique : « « Connais-toi toi-même ».

Michel de Pracontal



Le projet Spartacus : Manipulateur destiné à des handicapés physiques (document : Bulletin de Liaison de la Recherche en Informatique et Automatique - 5 novembre 1976).

Sources

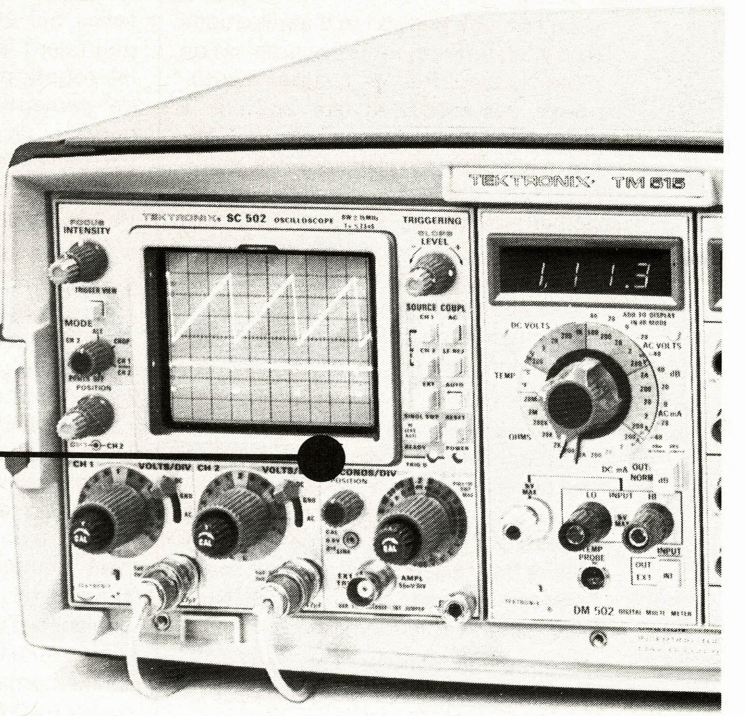
1) Bertram Raphaël, « The thinking Computer » – Freeman éditeur
2) « Les Robots », articles de J. Pitrat parus dans « Automatisme » numéros de novembre et décembre 1969
3) « Bulletin de liaison de la recherche en informatique et automatique » – Novembre 1976
4) « The MIT Robot » – Article de P.H. Winston, (Massachussets Institute of Technology)
5) Documents du MIT, du Stanford Research Iustitute, de l'Université d'Edinbourg, de l'Université Paris VIII, Vincennes.

LA SÉRIE D'INSTRUMENTATION MODULAIRE IDÉALE PO

TM

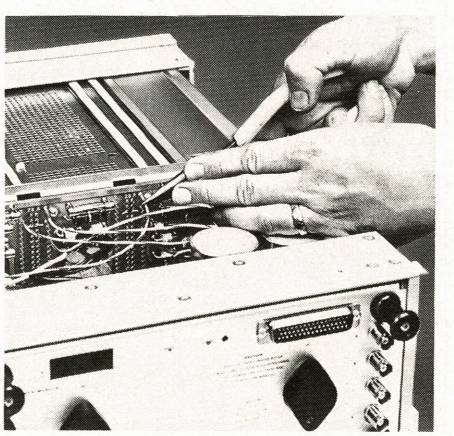
ICI

40 modules standard que vous combinez selon vos besoins.



Au choix 40 modules interchangeables.
Amplificateurs, multimètres, fréquencemètres, générateurs, marqueur de temps, oscilloscope ... Choisissez vos modules selon les résultats recherchés, enfichez-les dans un boîtier d'alimentation à 1, 3, 4 ou 6 logements, mettez sous tension : vous pouvez travailler.

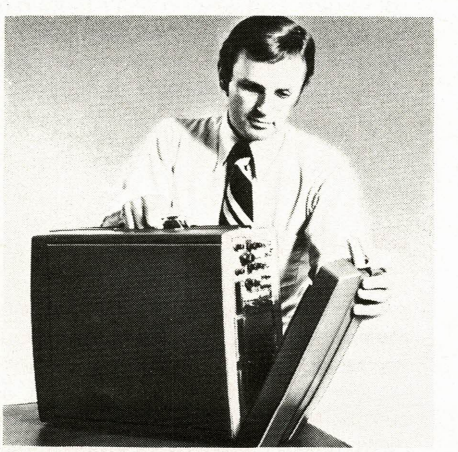
Plus d'enchevêtrement de câbles en face avant.
Par boîtier une seule alimentation dessert l'ensemble des fonctions. Il suffit d'enficher vos modules, ils sont instantanément connectés entre eux grâce à l'option 2 d'interconnection automatique.



Finis les écheveaux de câbles qui rendent malaisé l'accès aux commandes des modules. Le panneau avant est dégagé, clair : vos opérations de mesures sont facilitées.

La valise de maintenance
En maintenance vous transportez de nombreux appareils volumineux, vous vous déplacez fréquemment.

Avec la TM 515 tout est dans un seul boîtier, muni d'une seule poignée, pas plus lourd qu'une valise, mais mille fois plus solide : le boîtier résiste à tout, et le panneau de protection avant ne craint pas les chocs les plus durs.

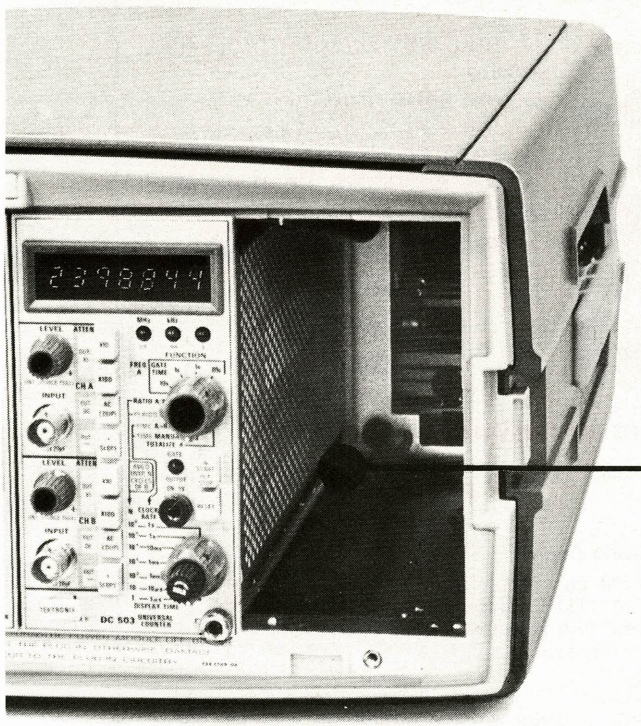


Autant d'avantages qui font de la TM 500 l'outil de maintenance le plus recherché par les techniciens qui sont aussi de bons gestionnaires.

Tektronix, pour être

UR LE TECHNICIEN QUI SAIT ÊTRE UN GESTIONNAIRE.

500



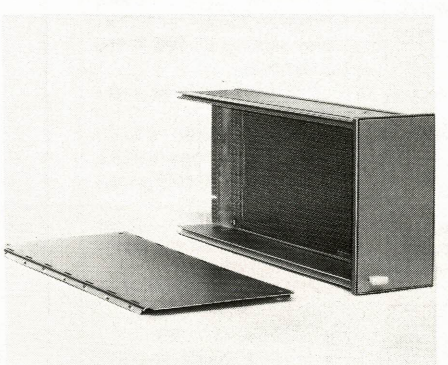
ICI

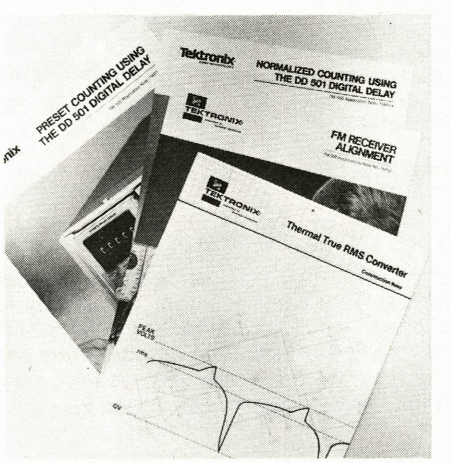
Tektronix a tout prévu pour que vous montiez votre propre module.

SALON DES COMPOSANTS
Stand 43 – Allée 4

Le kit TM 500

Avec la TM 500 Tektronix a pensé à tout, même à l'imprévisible: l'application à laquelle vous devez faire face. Pour cette mesure spéciale aucun module standard ne convient. Qu'à cela ne tienne. Tektronix propose 2 kits de base qui vous permettent de monter vous-même votre propre électronique dans un module simple ou double. Ce module comprend une plaquette principale de circuits imprimés et pré-perforés, et un jeu de composants mécaniques de montage.





Tektronix vous aide à le monter

A votre disposition 30 notes d'applications très détaillées pour la meilleure utilisation de vos modules standard et le montage de modules déjà testés lors d'applications particulières.
Tektronix fournit également toutes les pièces dont vous avez besoin.
Si une difficulté vous arrête n'hésitez pas, téléphonez-nous. Tous nos ingénieurs vous conseilleront.

Tektronix®

Service Promotion des Ventes: B.P. 13 – 91401 ORSAY – Tél. 907.78.27.

Centres Régionaux: Lyon. Tél.: (78) 76.40.03. Rennes. Tél.: (99) 51.21.16. Toulouse. Tél.: (61) 40.24.50. Aix-en-Provence. Tél.: (42) 59.24.66. Strasbourg. Tél.: (88) 39.49.35.

EA

Coupon à retourner à Tektronix,
Service Promotion des Ventes – B.P. 13 – 91401 Orsay

M _____ Société _____

Fonction _____

Adresse _____

_____ Tél. _____

désire recevoir, sans engagement de sa part,
☐ une documentation sur la TM 500
☐ la visite d'un ingénieur commercial.

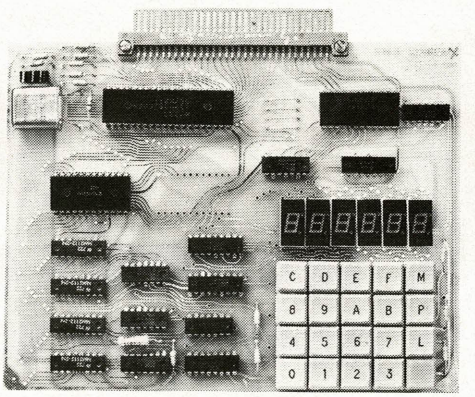
performant. Longtemps.

CPV-Riss T 103

MICRO-INFORMATIQUE
votre outil : le système EMR

L'équipement de base : l'unité centrale U.C.EMR

Ce micro-ordinateur possède les caractéristiques suivantes :
- Alimentation unique + 5V
- Microprocesseur Mos canal N, 8 bits parallèle type SC/MP II
- 512 octets de PROM (+ 512 en option)
- 256 octets de RAM (+ 256 en option)
- Clavier Hexadécimal + touches de fonction
- Affichage par 6 x 7 segments
- Connecteur imprimé 62 points.



L'unité centrale U.C.EMR comprend :
- une carte complète
- une notice détaillée
- un carnet de programmation
- des exemples de programmes

Prix en ordre de marche

1 150 F TTC

Prix en kit :

985 F TTC

Le développement : une structure modulaire

Interface cassette avec magnétophone et PROM de gestion

Cette adaptation est destinée à mémoriser sur bande magnétique standard, des programmes ou des fichiers. Elle est incluse dans le magnétophone « mini K 7 » qui se trouve ainsi directement adaptable sur l'unité centrale. Une PROM de gestion de 512 octets enfichable sur l'U.C. est fournie avec ce module.

Prix : 595 F TTC

Carte de mémoire mixte avec interface cassette et extension mémoire

Cette carte est aux dimensions de l'U.C. et comporte 2 K octets de RAM. Une emplacement est prévu pour 2 K octets de PROM d'application. Cette configuration permet une extension de l'espace adressable à 64 K octets en pages de 4 K octets. Une interface cassette permet la mémorisation de programmes sur magnéto extérieur (en option).

Prix : nous consulter

Carte relais

Egalement aux dimensions de l'U.C., cette carte peut être équipée de 6 à 27 relais reed (bus et flag).

Applications : commande de réseaux ferroviaires miniatures, machines-outils, alarmes, etc...

Prix : 427 à 810 F TTC (selon l'équipement)

En kit : 365 à 692 F TTC

Carte à wrapper

Elle se compose d'un circuit imprimé double face aux dimensions de l'U.C. avec un connecteur mâle et percée de trous pastillés sur les 2 faces au pas de 2,54 mm. Des supports de circuits intégrés à wrapper, des barrettes ainsi que des outils à wrapper peuvent être fournis en option.

Prix : 195 F TTC

Modules à venir
- Carte pour calcul scientifique,
- Convertisseur analogique - digital - analogique,
- Interface Télégraphique V24 compatible code Baudot,
- Clavier étalé type AZERTY
- Interface vidéo pour téléviseur standard,
- Carte de programmation de PROM,
- Carte mémoire dynamique 16 et 32 K octets.

Carte-mère

Elle est enfichable sur l'U.C. et est destinée à recevoir les modules existants ou à venir. Il s'agit d'un circuit imprimé double face prévu pour 4 connecteurs 62 points. Des connecteurs placés aux extrémités rendent cette carte cascadable. La carte-mère est livrée avec ses 6 connecteurs câblés ou en kit. **Prix : 290 F TTC** **En kit : 250 F TTC**

EMR SARL
27370 - Le Gros Theil
Bureaux :
7, rue du Saule
92160 Antony
Pour tous renseignements, appelez au **237-57-60**

DISTRIBUTEURS :
— **RTF/Distronique** (Neuilly)
— **Facen** (Lille, Nancy, Strasbourg, Rouen)
— **Debellé** (Fontaine, Isère)

COMPTOIRS DE VENTE :
RID (Rixhem, Haut-Rhin), **Pentasonic** (Paris), **Debellé**

Autre matériel disponible
- PROM 512 octets programmées, enfichables sur l'U.C. **185 F TTC**

Exemples :
- PROM interface cassette,
- PROM moniteur d'U.C.
- PROM 4 opérations (+ - x /) sur 8 chiffes en virgule flottante
- PROM éditeur pour aide à la mise au point de programmes
- PROM master-mind, 5 chiffres en 12 coups
- Mémoires vives
- Connecteurs
- Alimentation 5 V/3A régulée (protégée contre les C.C. **215 F TTC**

Après une génération de mini-systèmes de mise au point devant se servir exclusivement d'un télé-imprimeur, l'année 1977 aura été celle de l'arrivée de systèmes utilisant un clavier, un affichage en 7 segments des adresses et des données, avec stockage et, même, assemblage de programmes, à partir de mini-cassettes.

Par conséquent, la micro-informatique pénètre dorénavant dans les foyers. Un micro-amateur peut assembler, chez lui, en trois week-ends, sans le moindre bruit, 1 K mots de programme : de quoi faire marcher une aciérie, un moniteur bio-médical, une gestion comptable de la maison sur mini-cassette, un modèle réduit intelligent tenant compte du temps qu'il fait dehors, une bicyclette d'amaigrissement pouvant contrôler et doser l'effort de chacun, munie, bien entendu, d'un défibrillateur afin d'éviter le moindre accident, propre aux appareils ergométriques, etc.

Kit MEK 6800-D2 de Motorola

Vouloir donner une liste exhaustive d'applications équivaudrait à prévoir le temps qu'il fera durant un siècle... L'important est que toutes ces applications peuvent être faites, chez soi, avec passion et amusement.

Il y a, actuellement, une limite très précise, et voulue, entre un système de mise au point – comme l'INTELLEC ou l'EXORCISER, ou autre – et un petit kit « amateur ». Par exemple, si un kit peut stocker des programmes sur mini-cassettes, il le fera sans parité, sans check-somme ou identificateurs et sans possibilité d'assembler les programmes. La vitesse de fonctionnement sera un peu réduite et les composants, en boîtiers plastique, de performances « grand public ». Il nous a, tout de même, paru amusant de nous intéresser à l'un de ces kits – le MEK 6800-D2 de MOTOROLA – et d'essayer, à vous d'en juger la réussite, de le hisser, du niveau « amateur débutant », à un niveau proche de celui de « système de mise au point ».

Au lieu de **floppy-disque**, nous utiliserons une mini-cassette du commerce, sur laquelle nous pourrons faire de la gestion de fichiers, après quelques modifications de programme.

L'extension-mémoire, que nous donnons en exemple, pourra être utilisée pour l'emplacement d'une quantité quelconque de mémoire vive, à l'image des mille premiers mots, et moyennant, éventuellement, des amplificateurs de ligne.

La « franc-maçonnerie » **spéculative** des clubs de micro-processeurs pourra se transformer, si les P.T.T. donnent leur accord, en une « franc-maçonnerie » **opérative** :

Le téléphone est, maintenant, un moyen de transmission de programmes. Fin octobre, un tribouli, rappelant celui des professionnels chevronnés qui transmettent des informations bancaires ou autres a permis la première transmission amateur d'un pro-

gramme de microprocesseur, par téléphone entre le 19e et le 16e arrondissement de Paris.

La transmission concernait un programme de l'heure. Chargé par téléphone dans le microprocesseur situé au bout du fil, à l'aide d'un amplificateur téléphonique à ventouse, il a fonctionné immédiatement. Ce programme est présenté dans le deuxième chapitre de cet article, le premier décrivant le kit microprocesseur et les modifications que nous lui avons apportées.

Le terme « Club de Microprocesseurs » pourra prendre bientôt (si les P.T.T. l'agrémentent) la signification de « bibliothèque de programmes par téléphone ». Au lieu d'échange de timbres, on y échangera des programmes. Ce qui demande réflexion est le fait que ces programmes, établis avec passion, sont **gratuits.**

L'industrie les paye actuellement à prix d'or. Quel que soit leur prix, trois exemples vous sont proposés, après la présentation sommaire du système et des modifications :

– Le premier programme concerne l'HEURE.
– Le deuxième permet de TRANSLATER des programmes en mémoire, en vue d'assemblage.
– Le troisième concerne la spectroscopie à microprocesseur : acquisition de données, stockage du spectre sur minicassette, visualisation sur oscilloscope. Cette application fera l'objet d'un article séparé.

Description du kit MEK 6800-D2

Le système MEK 6800-D2 comporte deux parties distinctes :

– le **module micro-ordinateur** et
– le **module clavier et affichage.**

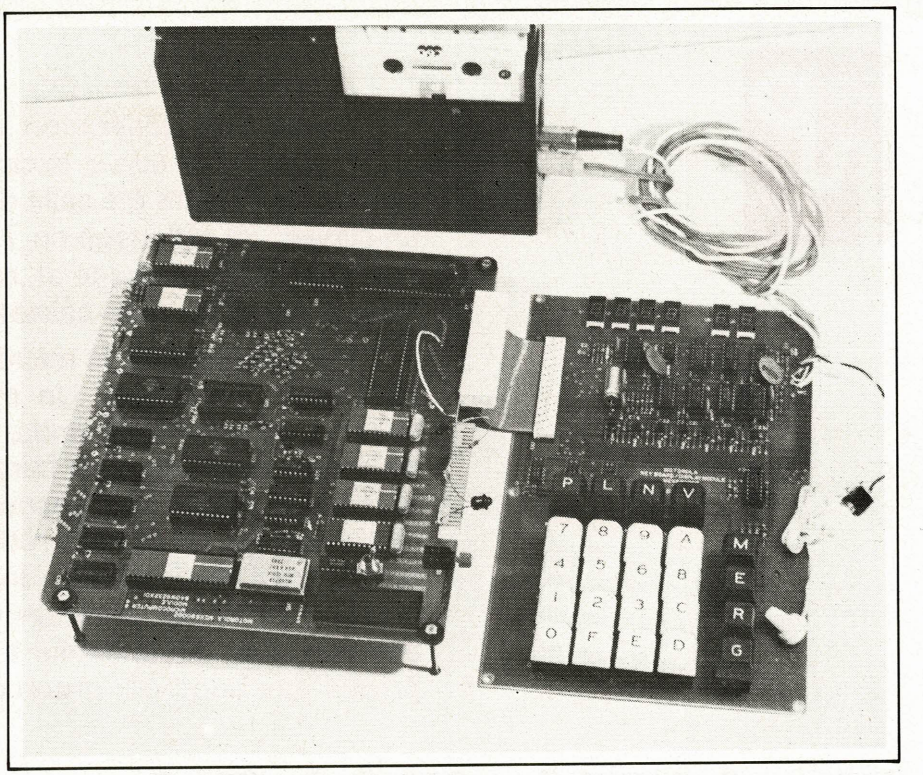
Dans le premier, on trouve :

– l'Unité Centrale,
– l'Horloge,
– 256 mots de RAM utilisateurs, le circuit imprimé permettant une extension à 512 mots de mémoire vive,
– une ACIA, pour les transmissions asynchrones série, et
– deux PIA, coupleurs d'Entrée/ Sortie parallèles.

Ce module comporte trois connecteurs :

– un premier, compatible avec l'Exorciser, permet une insertion naturelle, du module, dans le gros appareil de mise au point des microprocesseurs 6800 ;

– un deuxième connecteur sert à la liaison avec le module d'affichage et le clavier qui utilise principalement la PIA-1 et,
– un troisième connecteur, utilisant la PIA-2, est laissé à l'utilisateur.



Le module d'affichage et de clavier comporte 6 afficheurs 7 segments habituels, sur lesquels on fait de l'hexadécimal – en trafiquant un peu le « B » et le « D »...

Un premier groupe, de quatre afficheurs, sert à définir l'adresse-mémoire et, les deux derniers, le contenu-mémoire. Le clavier permet à l'utilisateur d'entrer ses commandes, de lancer des programmes, de vérifier les registres et tout le nécessaire pour la programmation.

Sur ce même module, se trouvent, outre des amplificateurs pour les 7 segments, des circuits permettant la conversion du train d'impulsions venant de l'ACIA en fréquences sinusoïdales, et vice-versa, pour l'enregistrement sur bande magnétique ou la transmission par téléphone.

Ce système utilise le stockage des données sur bande, en format « KANSAS CITY », qui n'est autre que le format télétype dans lequel un Mark (niveau logique 1) est enregistré, comme huit cycles de signal à 2 400 Hz, et un Space (niveau logique 0) est enregistré en quatre cycles de signal, à 1 200 Hz.

Les deux fréquences passent, très aisément, par une ligne téléphonique et sont acceptables, à l'enregistrement, sur n'importe quelle mini-cassette. Le programme Moniteur, résidant dans la ROM du module micro-ordinateur, permet le stockage sur bande des zones-mémoires, dont on définit, préalablement, les adresses de début et de fin. L'enregistrement s'effectue sans contrôle de parité et sans check-somme. Les professionnels vont s'arracher les cheveux, mais, paradoxalement, le fonctionnement est parfait.

Le clavier

Les commandes d'opérations sont les suivantes :

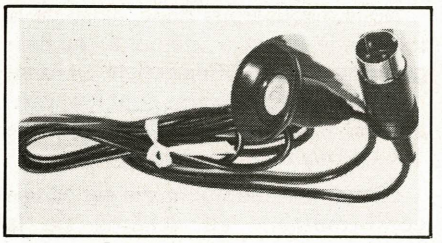
M – Permet d'examiner et de changer la Mémoire.
Pour écrire, en mémoire, il suffit, après initialisation, de frapper les quatre chiffres de l'adresse qu'on souhaite examiner ou écrire, ces chiffres apparaissant sur les afficheurs d'adresses concomitants.

La touche M actionnée, après l'adresse, permet de visualiser le contenu. Si ce contenu convient, on passe à une autre action ; sinon, on tape les deux chiffres du nouveau contenu.

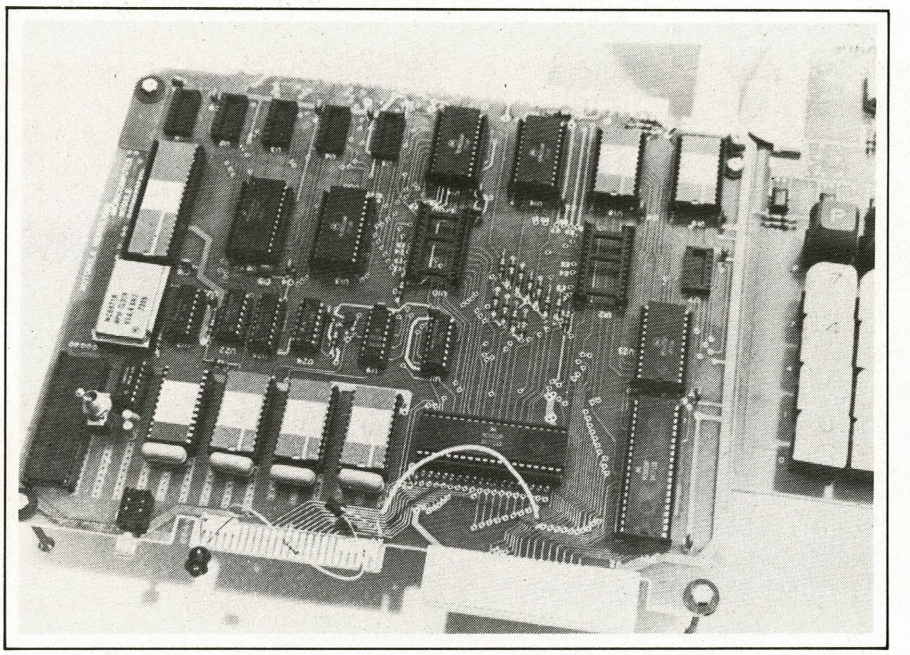
E – Cette touche permet l'initialisation, ou l'abandon de l'opération en cours.

R – Cette touche permet d'examiner le contenu des registres du CPU, qui sont en nombre de six :

– P : le compteur Ordinal, en 16 bits
– X : le Registre d'Index, en 16 bits
– A : le 1er Accumulateur, en 8 bits
– B : un 2e Accumulateur, en 8 bits
– CC : le Registre de Condition, en 8 bits



Cette simple ventouse a permis la première transmission téléphonique de programmes entre micro-amateurs. Adaptable sur mini-cassette, elle sert à capter le tri-lou-li directement de l'appareil téléphonique, le combiné restant à l'oreille.



Six boîtiers RAM-128 x 8 supplémentaires, ajoutés au module de base, portent à 1 K mots la capacité mémoire vive de ce système microprocesseur. L'EXORciser en possède 2 K dans sa version de base.

– S : le Pointeur de Piles (Stack Pointer), en 16 bits.

Cette visualisation des registres est facilitée par l'existence d'instructions câblées de sauvetage du contexte, en cas d'interruption. Par exemple, à la suite d'une instruction SWI (SOFTWARE INTERRUPT), tous les registres sont automatiquement stockés dans une pile, programmée dans une RAM, dont l'adresse de début est pointée par le registre S. Le stockage se fait en adresses décroissantes. Si, par exemple, en initialisation, le Registre S pointait la fin de la RAM – le 128e mot – à chaque sauvetage de contenu, il remonterait vers le début de la RAM et, dans certains cas de programmes qui tournent mal, il peut arriver à écraser des données situées en début de RAM.

G – Cette touche permet : soit le lancement d'un programme, soit l'examen du contenu du mot-mémoire suivant, soit l'examen, à tour de rôle, du contenu des registres.

;V – Cette touche permet d'installer des points d'arrêt, tout comme la commande « ;V » de l'EXORciser. On peut placer, au maximum, cinq points d'arrêt.

N – Cette touche permet l'exécution d'une seule instruction, à la fois. Elle est très pratique pour poursuivre, en pas à pas, l'exécution d'un programme, mais elle demande de prendre, tout de même, certaines précautions car le début d'un cycle d'instructions n'est pas matérialisé, par Hardware, aussi aisément que dans d'autres microprocesseurs.

P – Cette touche permet la sortie d'un contenu-mémoire vers la bande magnétique ou, même, le téléphone.

L – Cette touche permet le chargement-mémoire, à partir de la bande magnétique.

Ces deux dernières touches sont de véritables nouveautés, par rapport à l'EXORciser et à ses possibilités, et il est très facile de modifier les programmes Moniteurs existants pour permettre un enregistrement avec en-tête ou avec chargement-mémoire, à partir de la bande, à une adresse différente de celle de l'enregistrement. En fait, on ne peut pas faire d'assemblages sur la bande, car le « PUNCH » copie, sur celle-ci, l'adresse de départ de la zone-mémoire. Au chargement, le programme s'installera automatiquement, en mémoire, à la même adresse. C'est une tacite invitation à l'utilisation de l'EXORciser, pour l'assemblage : le connecteur compatible, situé sur le module micro-ordinateur, le prouve largement.

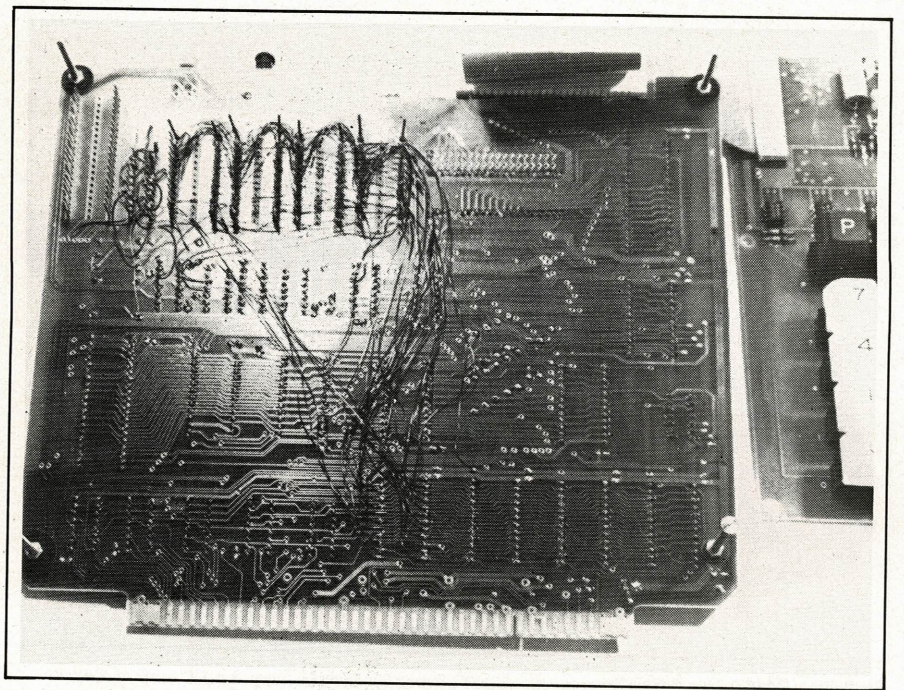
Les Entrées/Sorties, pour bandes magnétiques, se font sur la partie microphone et haut-parleur auxiliaire de n'importe quel magnétophone ou mini-cassette du commerce. Celui que nous avons utilisé avait dix ans d'âge ; il était agrémenté de faux contacts et de friture, la bande magnétique n'était plus vierge depuis bien longtemps !... et pourtant... tout a parfaitement bien marché.

Voici, tout de même, une petite astuce d'enregistrement : Utiliser un écouteur branché sur l'arrivée des fils du haut-parleur auxiliaire car, généralement, le son est coupé.

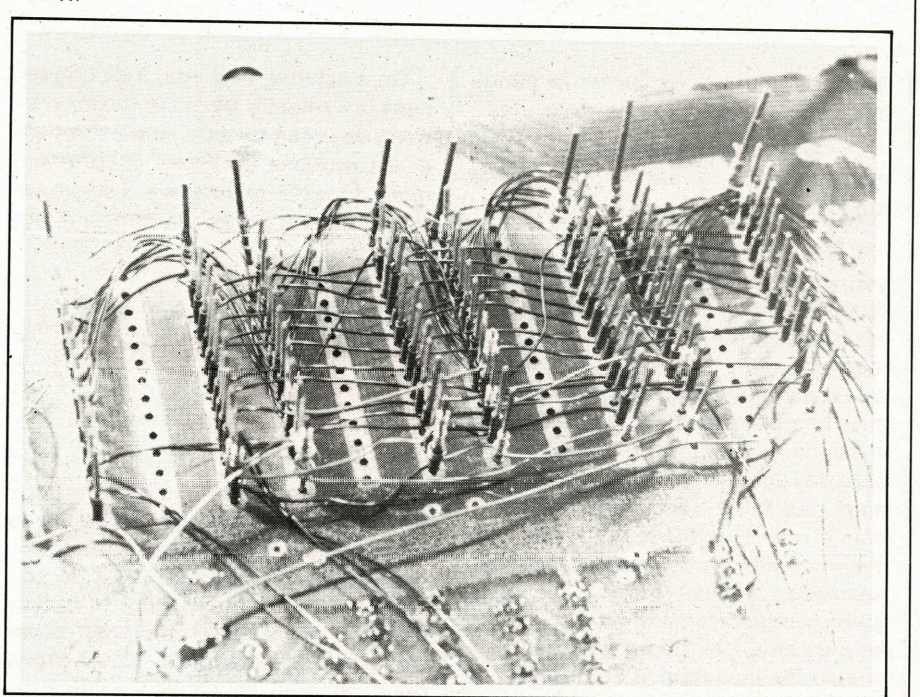
On s'habitue, très vite, à distinguer, dans le « trilouli » de la bande, les portions de préambules d'enregistrement et les portions binaires – proprement dites, de sorte qu'on arrive, à la longue, à reconnaître, les programmes, à leur musique.

Extension à 1 K mots des mémoires de programmes

Initialement, le kit dispose de deux RAM 6810, de 128 mots chacune, ce qui représente 256 mots de programmation pour l'utilisateur. C'est un peu maigre, tout au moins pour le micro-amateur ayant déjà deux ou même trois mois d'expérience. Nous avons donc étendu la capacité-mémoire-vive, à 1 K mots. On procède de la même manière pour tout microprocesseur à bus d'adresses et données synchrones : Le circuit imprimé permet d'installer de la mémoire-vive-utilisateur, sur 512 mots, aux adresses 0000 à 0200. Pour pouvoir monter jusqu'à 1 K mots, on va donc occuper les adresses 0200 à 0400 et, pour ce faire, il y a un espace disponible, pour le « wrapping », sur le module micro-ordinateur. Nous y installons quatre boîtiers de RAM, sur des supports à wrapper, après avoir, préalablement, rempli les deux emplacements libres du circuit imprimé. Cela nous permet de monter à 1 K mots de RAM mais, en réalité, on peut compter, en plus, 128 mots de RAM, situés aux adresses : A000 – A080 du Moniteur.



Vue générale du Wrapping. Les bus adresses et données partent des broches analogues du dernier boîtier de RAM (180 à 1 FF) du circuit imprimé et s'enroulent sur quatre supports à wrapper de 24 broches.



Le dernier cri en matière de connexion : le wrapping en bus sans dénudage du fil. Ce procédé exclusif de la firme Vector (distribué par Tekelec) utilise un fil émaillé spécial qui se dénude automatiquement à l'enroulement sur le picot. Ici, on voit deux bus (adresses et données) wrappés par cet outil.

Nous disposerons donc, ainsi, de la moitié de la taille mémoire du programme d'un EXORciser dans sa fonction de base (2 K). Rares sont les applications usuelles nécessitant plus de 1 K de mémoire de programme.

La mémoire additionnelle est câblée conformément au schéma de la **figure 1**. Comme nous pouvons le constater, tous les CHIP SELECT (CS) sont utilisés sans décodage supplémentaire, si ce n'est un seul CHIP SELECT – de la mémoire du dernier pavé RAM (adresses 037F – 0400) – qui a nécessité une inversion préalable d'un fil A8. Cette inversion ne nécessite pas de boîtier de circuit intégré supplémentaire, car il se trouve, sur la plaque micro-ordinateur, un pavé NAND-7400 partiellement inutilisé. L'une de ces portes nous a servi à l'inversion en question.

Détail Technique du WRAPPING

Comme nous le montre la photo, nous avons wrappé, avec le dernier cri de la technique, une wrappeuse ne nécessitant pas de dénudage (la « VECTOR », de chez TEKELEC).

Reconnue, mondialement, unique en son genre, elle permet de réaliser des bus de données et d'adresses, à des vitesses qui avoisinent celle du Concorde...

Coupleurs d'entrées/sorties, interruptions et facilités de programmation offertes par le moniteur

Le programme Moniteur est très agréable, de part le nombre de sous-programmes utilisables par l'utilisateur.

Malheureusement, il y a un grand absent parmi ces sous-programmes : celui qui permet l'affichage, sur les sept segments, d'un contenu d'une zone-mémoire-utilisateurs.

L'affichage se fait en même temps que la scrutation du clavier, par bouclage, de sorte que, si l'on adresse le sous-programme « OUT DISPLAY », il y a automatiquement passage à la scrutation du clavier et un RTS de couplage, entre les deux, manque douloureusement. Même si, pour le programme Moniteur, cela ne constituerait que quelques mots de plus, ils auraient été un régal pour l'utilisateur. Le rafraîchissement de l'affichage s'effectue donc par simple bouclage, entre le sous-programme « OUT DISPLAY » et la scrutation du clavier, dans

l'attente d'une interruption provenant de ce dernier.

C'est pour cela que nous avons installé, sur le kit, une source d'interruption NMI pouvant servir au rafraîchissement de l'affichage. Cette source de NMI, extérieure, utilise un boîtier Nand en logique CMOS, le MC 14011 ou le CD 4011, afin d'éliminer les rebondissements d'un interrupteur qui libère les impulsions NMI et qui fait porte, entre un train d'impulsions provenant de l'horloge et d'un compteur binaire à 12 étapes – le MC 14040 – existant sur le module si l'interrupteur de lancement des NMI, comme l'illustrent les photos du wrapping et la **figure 1**.

Ainsi, nous pourrons disposer d'une source de rafraîchissement de l'affichage toutes les millisecondes, ou toutes les périodes désirées, qui nous seront fournies par le « 4040 » en question. Ces périodes, issues d'un quartz, sont très précises et peuvent servir à la temporisation (Timer) dans toutes les applications.

A part cette astuce concernant le rafraîchissement de l'affichage, le moniteur dispose d'innombrables sous-programmes, tant en ce qui concerne le calcul, que les entrées/ sorties utilisables ainsi.

Les coupleurs d'entrées/ sorties sont au nombre de 2 :

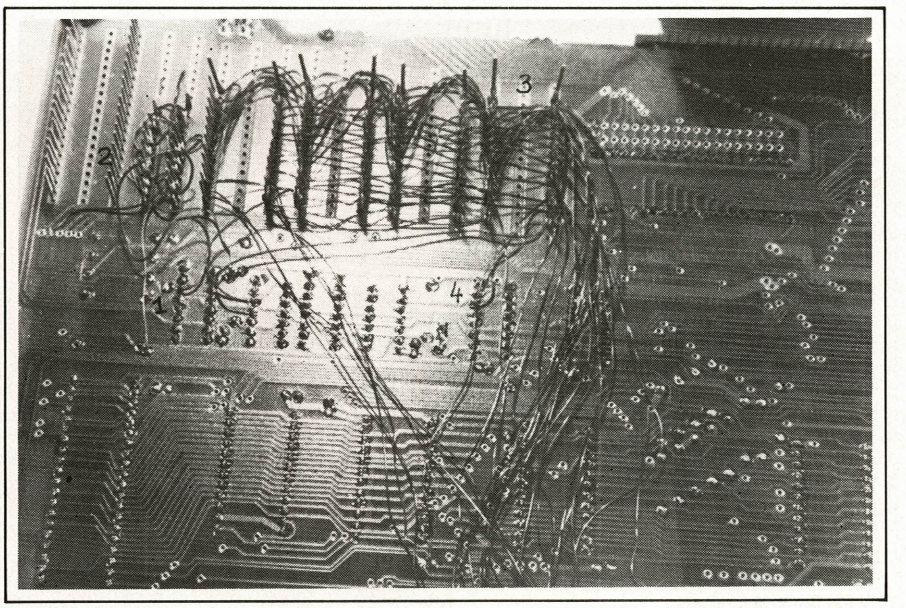
– le premier boîtier PIA est entièrement occupé par l'affichage et la gestion du clavier. Il lui reste, néanmoins, deux fils libres : le CA 1 et le CB 2. Leur utilisation, en interruption, n'est pas aisée, par le fait que la ligne IRQ, de ce boîtier PIA, provoque par Hardware, dans certaines conditions, une NMI.

– reste un deuxième coupleur d'entrées/ sorties, entièrement à la disposition de l'utilisateur. Ce deuxième coupleur est pourvu d'un connecteur de sortie.

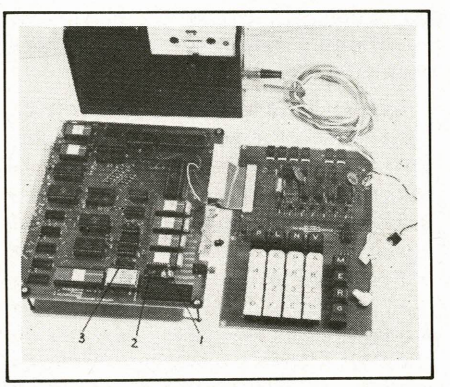
Les facilités de programmation, offertes à l'utilisateur, concernent, mis à part d'innombrables sous-programmes directement accessibles, un programme de calcul d'adresses des sauts et leurs inscriptions automatiques aux places mémoires correspondantes. Les interruptions IRQ sont entièrement laissées à la charge de l'utilisateur, ainsi que les interruptions NMI, à condition, toutefois, pour ces dernières, de ne pas passer par le boîtier PIA, destiné au clavier et à l'affichage.

Par exemple, le vecteur IRQ pointe, par les adresses E3F8 et E3F9, l'adresse E014 – à laquelle démarre une indirection, vers une adresse de traitement, située dans le RAM auxiliaire, aux adresses A000 et A001. L'utilisateur peut donc charger, dans ces deux mots, l'adresse de traitement de l'IRQ de son choix. De la même manière, NMI débouche sur les adresses A006 et A007, de la RAM auxiliaire. Néanmoins, tout programmeur désirant utiliser l'affichage et le clavier disponible, devrait neutraliser l'inutilisation du boîtier PIA-Moniteur que produit chaque NMI. Il reste, bien entendu, la possibilité d'utiliser un clavier et un affichage extérieurs au système de mise au point, attachés au coupleur PIA-Utilisateur.

Les interruptions programmées SWI (Software Interrupt) sont, normalement, utilisées par le Moniteur pour l'installation des points d'arrêt et doivent être manipulées avec attention.



Une vue agrandie permet d'apercevoir l'utilisation du MC 14040 pour des temporisations par NM I (1), la validation se faisant à l'aide d'une bascule R-S en logique C.MOS (2) utilisant par exemple un MC 14011.
La sélection du boîtier 37 F à 3 FF (3) demande l'inversion du fil A8 réalisée par une porte NAND restée libre (4).



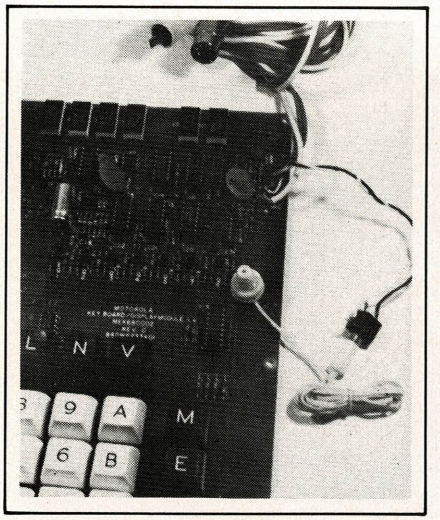
Un commutateur unipolaire (1) placé devant une bascule RS anti-rebondissements (2) permet d'envoyer sur la ligne NMI la temporisation issue de l'une des douze sorties binaires du compteur 14040 (3). Les coupleurs d'entrée-sortie des prochaines années contiendront un système de temporisations programmables.

Programmes d'applications

Programme d'horloge

Ce programme transforme les six digits de l'affichage, dont quatre correspondaient aux adresses et les deux restants aux données, en heures, minutes et, un peu espacées, les secondes. Les zéros non significatifs des heures ne sont pas éteints, de sorte que 9 heures s'écrira 09 sur les afficheurs les plus à gauche. L'organigramme est celui de la **figure 2.** Il y a une boucle de comptage de la seconde qui prendra toujours le même temps, suivie d'une avance de quelques dizaines de microsecondes sur chaque test et incrémentation, de façon que, au cours de la journée, quelque 100 μs peuvent s'ajouter ou se soustraire à l'heure indiquée.

Cette modulation pourrait être évitée en introduisant des retards varia-



Cet écouteur supplémentaire branché en parallèle sur les bornes « HP » rend service, surtout pour l'écoute des commentaires entre les enregistrements des programmes.

bles sur les voies de retours par les « non » des tests, pour que le temps passé entre la sortie de l'incrémentation des secondes et le retour à la temporisation, soit le même, quel que soit le chemin emprunté aux divers moments.

La boucle de temporisation s'effectue par le chargement d'une valeur initiale, en l'occurence « 88 » dans le registre X, l'exécution du sous-programme d'affichage qui contient, lui aussi, une petite temporisation aux adresses 8 F à 94, la décrémentation et le test à zéro de X. La valeur 88 sert au réglage de l'avance ou du retard de l'horloge. Pour les utilisateurs d'autres modèles de kits Motorola, il faudrait mentionner que celui utilisé ici fonctionne à 614, 4 kHz d'horloge. Cette remarque sera également utile dans le programme musical. Si le réglage par le contenu du mot 0012 ne suffit pas, on peut régler finement les temps par le contenu d'une seconde temporisation dans le mot 0091.

L'incrémentation se fait mot par mot et le rapport, après le DAA (ajustement décimal), est transmis aux mots suivants par programme. Il en résulte une économie de mots-mémoire de service.

L'affichage utilise une bonne partie du programme OUT-Display du moniteur JBUG. Malheureusement nous avons du copier bêtement un morceau de JBUG ; afin d'éviter de tomber dans la routine de scrutation du clavier qui aurait tout planté.

D'autre part, nous avons essayé d'insérer une rupture de séquence, entre les deux routines, dans le JBUG, mais, la place manquant, il aurait fallu se séparer du programme de calcul de sauts, situé en E 000, tellement utile par ailleurs. Rappelons, pour la petite histoire, qu'il n'y a qu'un seul trou, de

Programme d'horloge

Signification des emplacements-mémoire

0000	Dizaines d'heures
0001	Heures
0002	Dizaines de minutes
0003	Minutes
0004	Dizaines de secondes
0005	Secondes
0006	Zone de sauvetage de l'index X
0007	dans le programme d'affichage
0008	Zone de sauvetage de l'accumulateur A dans le programme d'affichage
0009	Zone de sauvetage du registre X dans
000A	le programme de temporisation de 1 seconde
0010 à 0053	Programme principal
0054 à 006A	Sous-programme d'incrémentation des minutes et secondes
006B à 00A2	Sous-programme d'affichage sur les 7 segments

Le « stock » est en A078 par l'initialisation du kit.
Exemple de chargement d'une heure : 23 h 15'49" :

0000	02
0001	03
0002	01
0003	05
0004	04
0005	09

L'horloge part à cette heure en faisant :
0010 Go

Programme principal

Adresse	Objet		Source	
0010	CE 0088	DEBUT	LDX # $ 70	Temporisation de 1 seconde et affichage d'un digit à chaque boucle
0013	09	LP	DEX	
0014	FF 0009		STX — 09	
0017	8D 52		BSR AFFI	
0019	FE 0009		LDX — 09	
001C	26 F5		BNE LP	
001E	CE 0005		LDX # 5	Incrémentation secondes, test à 60
0021	8D 31		BSR INCR	
0023	81 06		CMPA # 6	
0025	26 E9		BNE DEBUT	
0027	6F 01		CLR 1,X	
0029	8D 29		BSR INCR	Incrémentation minutes, test à 60
002B	81 06		CMPA # 6	
002D	26 E1		BNE DEBUT	
002F	6F 01		CLR 1,X	
0031	09		DEX	
0032	A6 01		LDAA 1,X	Incrémentation heures, test à 24
0034	4C		INCA	
0035	19		DAA	
0036	85 FO		BITA # $ FO	
0038	27 06		BEQ CONTINUE 1	
003A	6F 01		CLR 1,X	
003C	6C 00		INC 0,X	
003E	20 DO		BRA DEBUT	
0040	A7 01	CONTINUE 1	STAA 1,X	
0042	81 04		CMPA # 4	
0044	26 CA		BNE DEBUT	
0046	A6 00		LDAA 0,X	
0048	81 02		CMPA # 2	
004A	27 02		BEQ CONTINUE 2	
004C	20 C2		BRA DEBUT	
004E	6F 00	CONTINUE 2	CLR 0,X	
0050	6F 01		CLR 1,X	
0052	20 BC		BRA DEBUT	

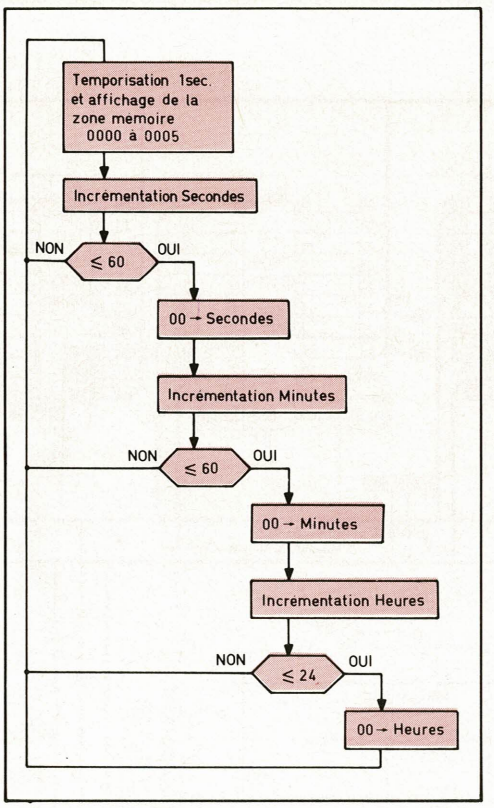


Fig. 2 : Organigramme du programme d'horloge

Sous-programme d'incrémentation
Minutes et secondes

```
0054..... A6 00     INCR..... LDAA 0,X
0056..... 4C        ..... INCA
0057..... 19        ..... DAA
0058..... 85 FO     ..... BIT # $ FO
005A..... 26 06     ..... BNE SUITE
005C..... A7 00     ..... STAA 0,X
005E..... 31        ..... INS
005F..... 31        ..... INS
0060..... 20 AE     ..... BRA DEBUT
0062..... 6F 00     SUITE..... CLR 0,X
0064..... 09        ..... DEX
0065..... 6C 00     ..... INC 0,X
0067..... A6 00     ..... LDAA 0,X
0069..... 09        ..... DEX
006A..... 39        ..... RTS
```

Sous-programme d'affichage

```
006B..... 86 20
006D..... B7 0008
0070..... CE 0000
0073..... A6 00
0075..... 4C
0076..... 08
0077..... FF 0006
007A..... CE E3C9
007D..... 08
007E..... 4A
007F..... 26 FC
0081..... 7F 8022
0084..... A6 00
0086..... B7 8020
0089..... B6 0008
008C..... B7 8022
008F..... CE 004D
0092..... 09
0093..... 26 FD
0095..... FE 0006
0098..... 8C 0006
009B..... 27 05
009D..... 74 0008
00A0..... 20 D1
00A2..... 39
```

cinq mots, entre E3F3 et le E3F8, dans la ROM du JBUG !

Ce programme d'horloge occupe un peu plus de 128 mots et convient même aux kits sans RAM supplémentaire.

La mise en marche est simple :

On commence par charger en BCD, en bas des mots, l'heure de départ, aux adresses 0000 à 0005. On fait 0010 et on attend le top de l'horloge parlante ou de la radio, pour faire GO.

En initialisant à zéro, on en fait un chronomètre. L'arrêt s'obtient par « E ». Le départ suivant se faisant à partir du temps à l'arrêt, il est très simple de faire un compteur de temps à usages multiples.

Programme de translation de programmes

Ce programme s'attirera probablement les foudres tant des utilisateurs « vieille école » de microprocesseurs que des vendeurs ou constructeurs de systèmes de mise au point.

Jusqu'ici, on reconnaissait « l'homme » de microprocesseur dans une entreprise, au bruit que faisait sa télétype. Ah ! Manipulation de rubans perforés, si chère aux « importants » du métier, tu nous manqueras... Habitués de s'entourer d'une artillerie bruyante et impressionnante, comment leur faire comprendre qu'avec le minicassette des enfants, ils peuvent désormais aller dix fois plus vite et en silence pour abattre la même besogne ?

A l'aide de rubans perforés, on arrive à intervertir des programmes, à les mettre bout à bout, etc. Avec ce programme, qui remplacera la touche « L », on peut réaliser les mêmes opérations à une vitesse beaucoup plus grande, aidé par un simple magnétophone minicassettes.

Pour ce faire, nous nous sommes inspirés de la suite d'instructions exécutées après une action sur la touche « L » (Load). Dans le moniteur, il y a l'enchaînement suivant :

– Action sur la touche « L »,

E1CE JSR CLRDS,

E1D1 JSR LOAD,

E1D4 JSR HDR,

E1D7 JMP OUTDS.

La routine OUTDS est celle qui, par bouclage, scrute le clavier et affiche le contenu de la mémoire d'affichage (Dis-Buffer).

Dans l'ordre, il y a : extinction de l'affichage par CLRDS, chargement proprement dit, affichage d'un « header », c'est un «– » en première position à gauche, pour annoncer la réussite du chargement de la mémoire à partir de la bande et un saut dans la boucle d'affichage OUTDS.

Seule devait être modifiée la routine LOAD. Elle ne permet pas l'inscription d'un programme ailleurs qu'à l'endroit-mémoire où il a été lu. Pour pouvoir translater les programmes en mémoire, on peut remplacer cette routine par un programme, que nous avons placé en 03B3, c'est-à-dire vers le 1000e mot de RAM afin de faire « le ménage » dans les adresses inférieures. Ce programme est entièrement

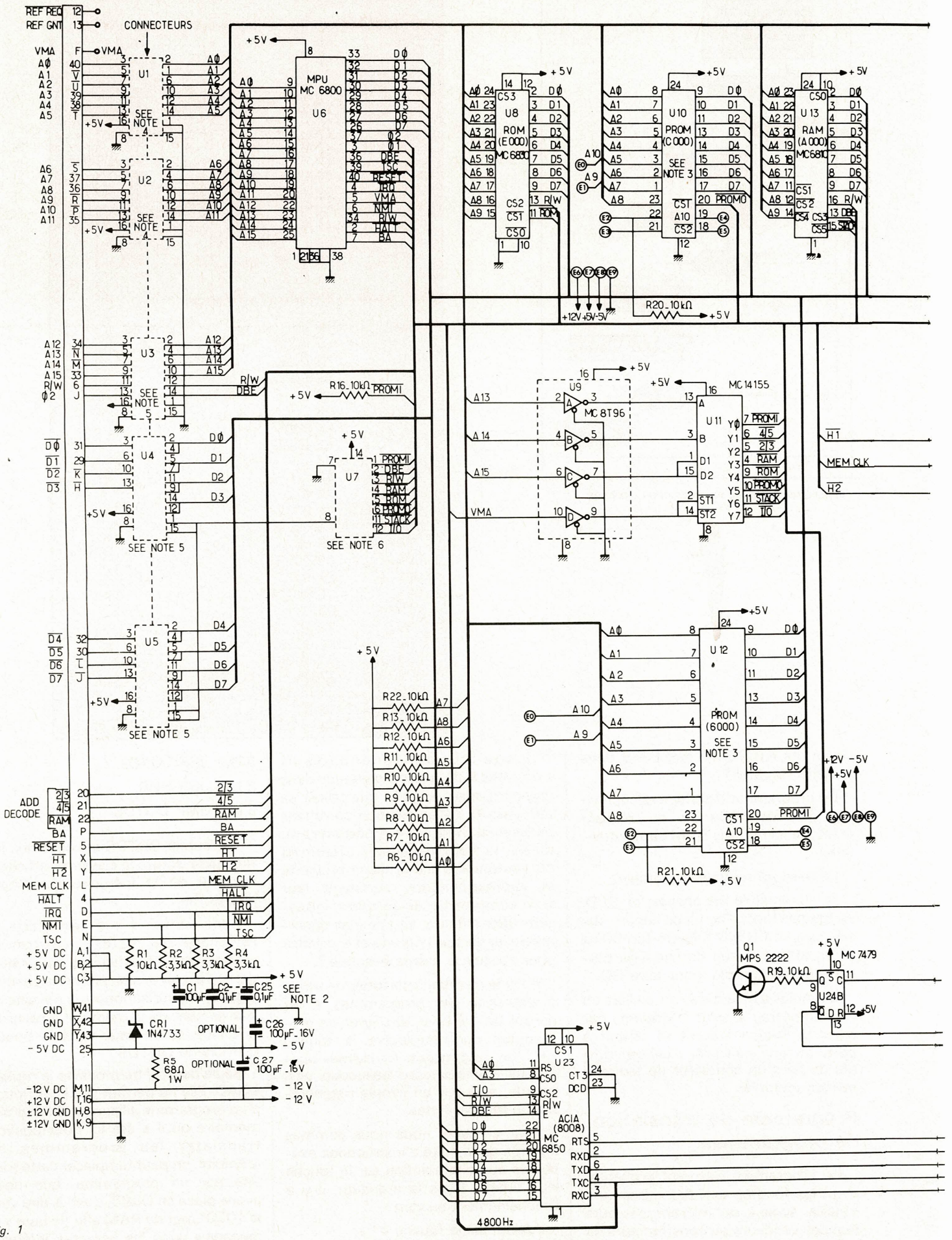
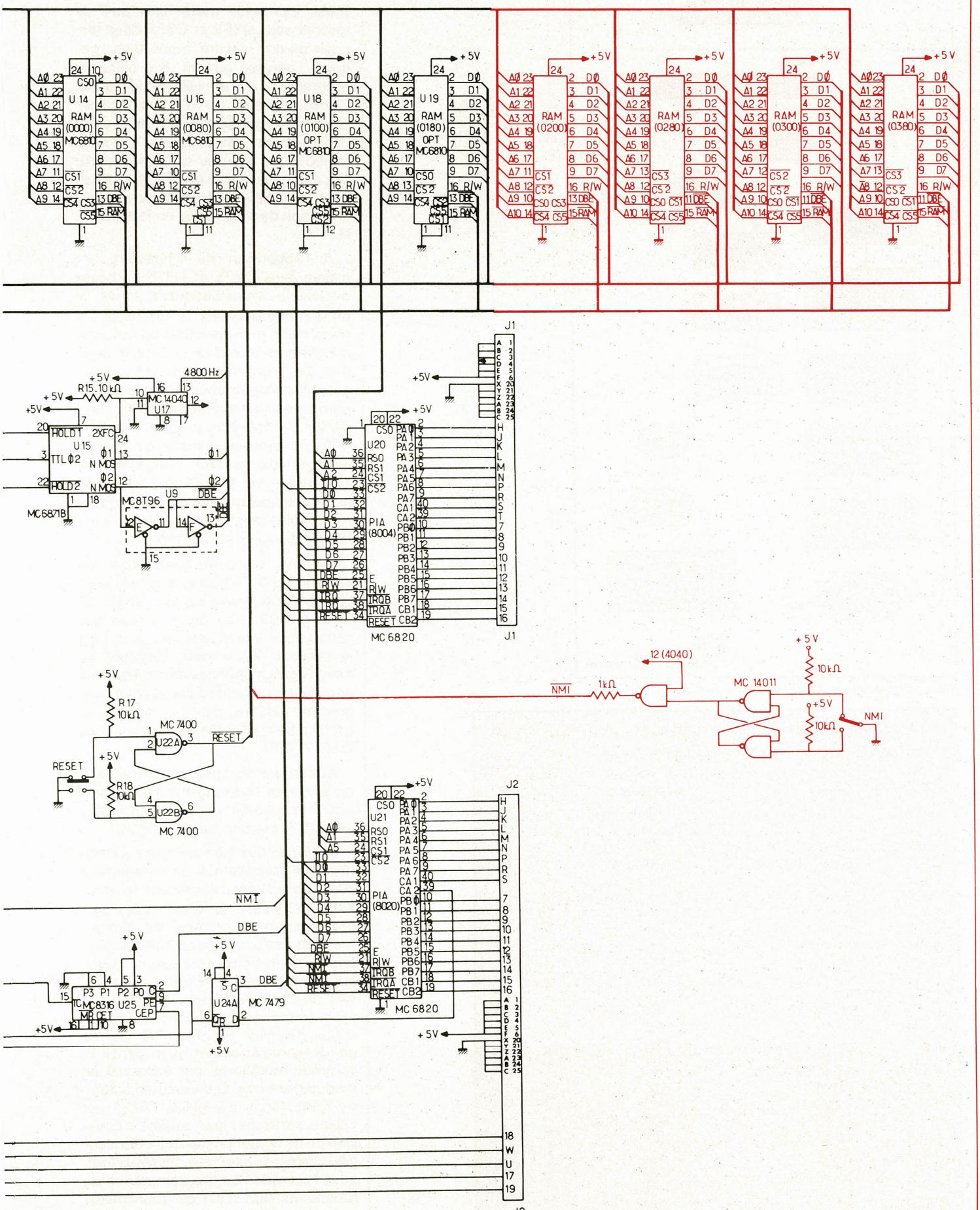

CONNECTEURS
MPU MC 6800 U6
U8 ROM (E000) MC 6830
U10 PROM (C000) SEE NOTE 3
U13 RAM (A000) MC 6810
U9 MC 8T96
U11 MC 14155
U12 PROM (6000) SEE NOTE 3
U23 ACIA (8008) MC 6850
U1 SEE NOTE 4
U2 SEE NOTE 4
U3 SEE NOTE 5
U4 SEE NOTE 5
U5 SEE NOTE 5
U7 SEE NOTE 6
U24B MC 7479
Q1 MPS 2222
R20_10kΩ
R16_10kΩ
R22_10kΩ
R13_10kΩ
R12_10kΩ
R11_10kΩ
R10_10kΩ
R9_10kΩ
R8_10kΩ
R7_10kΩ
R6_10kΩ
R21_10kΩ
R19_10kΩ
R1 10kΩ
R2 3,3kΩ
R3 3,3kΩ
R4 3,3kΩ
C1 100µF
C2 0,1µF
C25 0,1µF
SEE NOTE 2
CR1 1N4733
OPTIONAL
C26 100µF_16V
R5 68Ω 1W
C27 100µF_16V
ADD DECODE
4800Hz

Fig. 1


U 14 RAM (0000) MC6810
U 16 RAM (0080) MC6810
U18 RAM (0100) OPT MC6810
U 19 RAM (0180) OPT MC6810
RAM (0200)
RAM (0280)
RAM (0300)
RAM (0380)
+5V
U15 HOLD1 2XFC HOLD2 TTL Φ2 NMOS
MC6871B
MC14040 U17
4800 Hz
R15 10 kΩ
MC8T96 U9 DBE
U20 PIA (8004)
MC 6820
J1
U21 PIA (8020)
J2
R17 10kΩ
R18 10kΩ
MC 7400
U22A
U22B
RESET
NMI
1kΩ
12 (4040)
MC 14011
10kΩ
DBE
MC8316 U25 CEP
U24A MC 7479

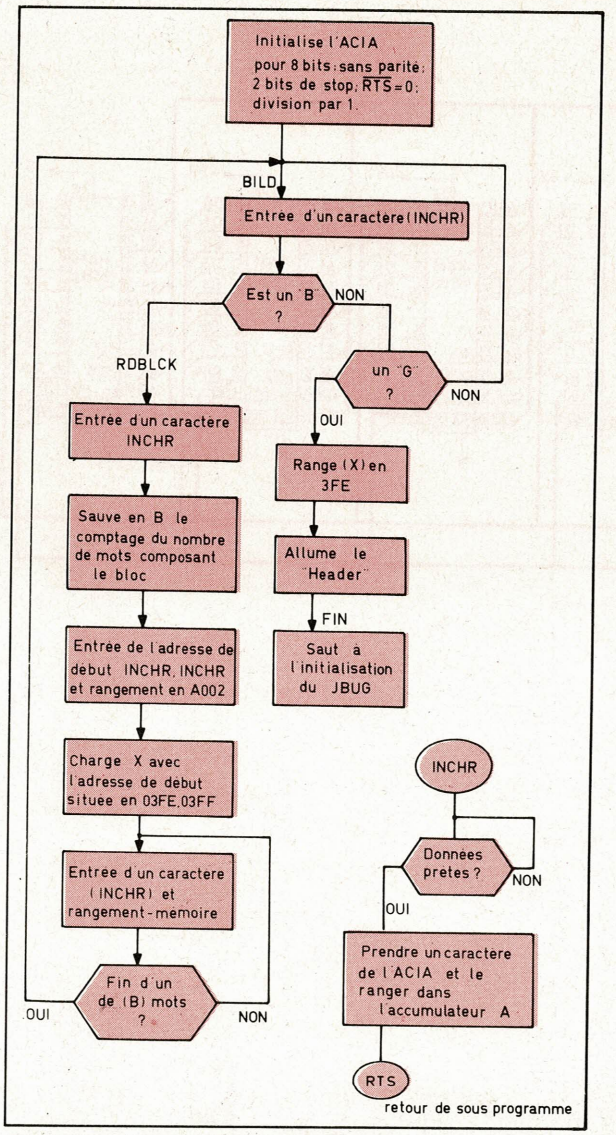


Fig. 3 : Organigramme du programme de translation

Programme de translation des programmes arrivant par la bande magnétique

Adresse	Objet		Source
03B3	BD EOC4	DEBUT	JSR CLRDS
03B6	86 10		LDAA # $ 10
03B8	B7 8008		STAA ACIAS
03BB	BD E3 CO	BILD	JSR INCHR
03BE	8142		CMPA # .' B
03C0	27 OD		BEQ RDBLCK
03C2	8147		CMPA # .' G
03C4	26 F5		BNE BILD
03C6	FF 03FE		STX — 03FE
03C9	BD EOD7		JSR HDR
03CC	7E EO8D		JMP RESET-KIT (FIN)
03CF	BD E3CO	RDBLCK	JSR INCHR
03D2	16		JAB
03D3	5C		INCB
03D4	BD E3CO		JSR INCHR
03D7	B7 A002		STAA BEGA
03DA	BD E3CO		JSR INCHR
03DD	B7 A003		STAA BEGA + 1
03EO	FE 03FE		LDX — (03FE)
03E3	BD E3CO	STBLCK	JSR INCHR
03E6	A7 00		STAAX
03E8	08		INX
03E9	5A		DEC B
03EA	26	F7	BNE STBLCK
03EC	FF	03FE	STX – 03FE
03EF	20	CA	BRA BILD

translatable et peut s'autocopier à un endroit situé en début de RAM s'il faut remplir des programmes en fin de RAM. Les seuls mots fixes qu'il se réserve sont O3FE et O3FF dans lesquels on doit inscrire, avant le chargement, l'adresse où l'on veut placer le programme qui arrivera de la bande. Ces mots, de fin de ROM, sont généralement réservés aux vecteurs d'initialisation et d'interruptions et nous pouvons les réserver sans crainte. Au lieu d'appuyer sur la touche de chargement, après avoir démarré la bande sur la portion de préambule, on fait O3B3-G.

A l'apparition du « header », on trouve dans O3FE et O3FF l'adresse disponible immédiatement après le programme qui vient d'être chargé. Un choix sur la minicassette d'un nouveau programme (écouteur à l'oreille, aidé par les commentaires enregistrés avant les programmes) et l'on peut par un nouveau lancement en 03B3 enregistrer le nouveau programme à la suite du premier, sans avoir à nous occuper du nouvel emplacement. L'opération est beaucoup plus rapide que la manipulation de rubans perforés mais moins rapide qu'un « Merge » sur floppy disque, bien entendu.

Comme le montre l'organigramme de la **figure 3,** l'adresse de début qui se trouve sur la bande est lue, rangée en A002/A003 mais on n'en tient pas compte car, parallèlement, on charge le pointeur « X », pour l'écriture en mémoire des données décodées-série par l'Acia et stockées par le sous-programme INCHR dans le registre A, avec l'adresse initiale qui se trouve en O3FE/O3FF.

Autrement dit, après le chargement, on trouvera l'adresse initiale du programme qui était sur bande en AOO2 et AOO3, comme dans le JBUG.

La place nous manque, mais un programme équivalent à ce chargement avec indirection, concernant le stockage sur bande avec identificateur permet, par un programme de chargement encore une fois modifié, de chercher certains fichiers sur bande. Même si l'opération est lente, elle rend service lors de l'enregistrement de plusieurs programmes courts et consécutifs. Les idées d'autres programmes de ce genre (enregistrement avec parité et sommes modulo-N, par exemple) ne manqueront pas. Les exécutants sont, de toute façon sur place, l'ACIA est câblée, adressée ; la circuiterie d'émission ou de réception des deux fréquences correspondant aux niveaux logiques l'est aussi. La programmation du fonctionnement n'est qu'amusement.

Fiche technique

Circuits intégrés pour automobile

ESM 707

Compte-tours

Fabricant : Sescosem

Généralités

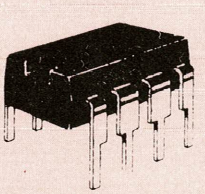
Le circuit ESM 707 est un monostable de haute performance précédé d'un trigger de Schmitt. Il est prévu pour commander à sa sortie un galvanomètre. Il comprend un régulateur de tension interne. C'est pour cette raison que le fabricant ne donne pas de limite maximum de tension d'alimentation car l'adjonction d'une résistance en série dans la borne d'alimentation permet d'utiliser des tensions d'alimentation continues pratiquement sans limite.

L'étage de sortie est un générateur de courant ; la valeur de ce dernier est réglable par une résistance extérieure.

Le circuit ESM 707 est interchangeable avec le SAK 215 de chez I.T.T.

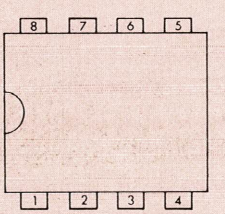
Boîtier

DIL 8 broches plastique (CB 98).



Brochage

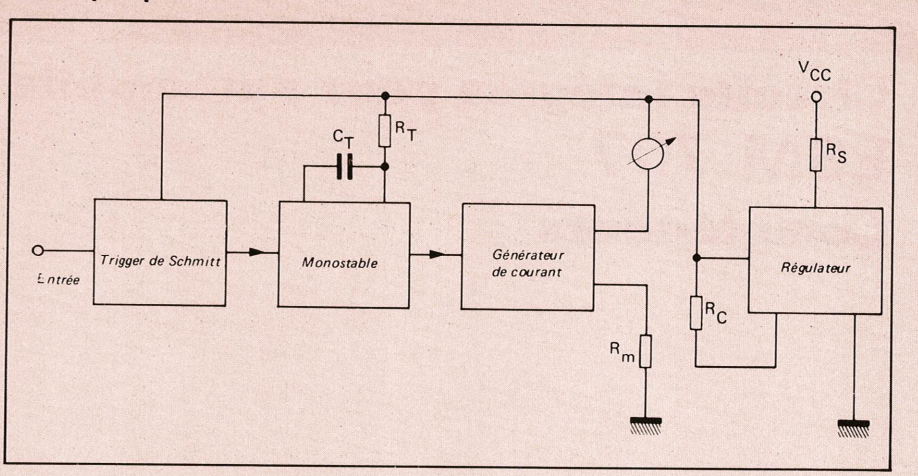
1 – alimentation (masse)
2 Entrée
3 Condensateur du monostable
4 Commun R.C. du monostable
5 Sortie
6 Réglage du courant de sortie
7 + alimentation (à travers R. série)
8 Résistance du régulateur de tension (parallèle)



Caractéristiques

	Min.	Typ.	Max.	Unité
Courant d'alimentation à vide		7		mA
Puissance dissipée			500	mW
Tension d'entrée		0,5	12	V
Courant de sortie			60	mA
Impédance dynamique du régulateur		3		Ω
Coefficient de température sur la largeur du monostable		– 0,03		%/°C
Coefficient de température sur l'amplitude de sortie		+ 0,03		%/°C
Températures de fonctionnement	0		+ 70	°C

Synoptique



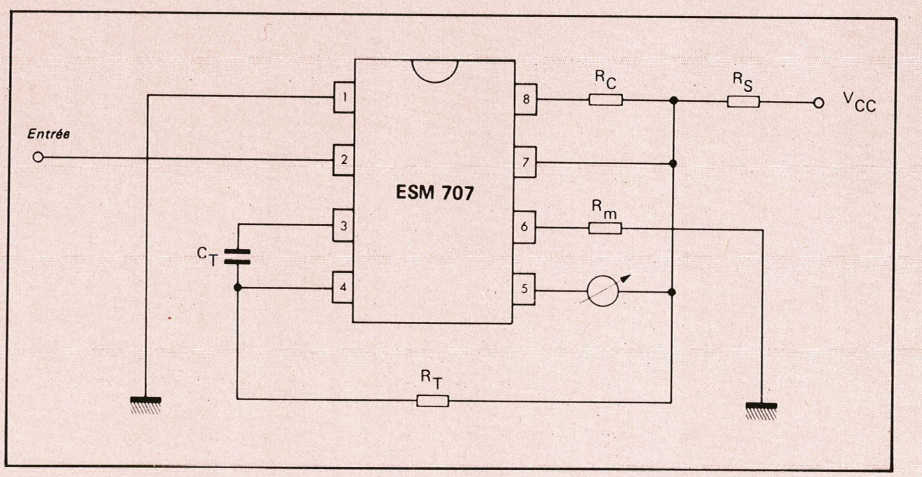


Schéma d'application

On calculera les valeurs des éléments de ce montage « tachymètre » de la manière suivante :

La résistance R_s devant être mise en série dans la borne + de l'alimentation sera égale à :

$$R_s = \frac{V_{CC}\ \text{min.} - 8{,}2}{12 + I_s\ \text{max.}}$$

avec V_{CC} min. : tension d'alimentation minimum pouvant être rencontrée et I_s max. = courant maximum à la sortie.

Les unités sont le kilohm, le volt et le milliampère.

La résistance R_c (parallèle) du régulateur sera donnée par la formule :

$$R_c = \frac{6{,}5\ R_s}{V_{CC}\ \text{max.} - 8{,}5}$$

avec V_{CC} max. = tension d'alimentation maximum pouvant être rencontrée. Toutefois, il y a une résistance R_c minimum pour ne pas dépasser la puissance dissipée maximum admise par le circuit. Celle-ci est donnée par :

$$R_c\ \text{min.} = \frac{16}{400 - 3{,}7.I_s\ \text{max.}\ \tau\ \text{max.}}$$

avec τ max. = rapport cyclique maximum (temps de conduction/ temps de blocage). Les unités sont le kilohm et le milliampère.

La résistance R_m servant à régler la valeur maximum du courant de sortie (I_s max.) est donnée par la formule :

$$R_m = \frac{2{,}26}{I_s\ \text{max.}}$$

Toutefois, cette résistance ne devra pas être inférieure à 41 Ω.

La valeur du circuit RT, CT donnant la constante de temps « t » du monostable (largeur de l'impulsion délivrée par celui-ci), est donnée d'après la formule :

$$t = 0{,}69.RT.CT$$

Toutefois, RT devra rester compris entre 15 et 40 kΩ et t ne pourra sortir des limites 5 μs et 50 ms.

Fiche technique

Circuits intégrés pour automobile

MC 3325

Régulateur de tension

Fabricant : Motorola

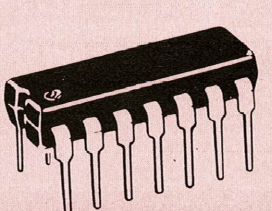
Généralités

Le circuit MC 3325 est un régulateur de la charge fournie par un alternateur à champ flottant à la batterie du véhicule. Un Darlington de puissance extérieur (NPN Type 2N6059 par exemple) reçoit l'information de sortie du circuit intégré et commande l'alternateur.

Le MC 3325 remplace les régulateurs électromécaniques classiques et se caractérise par une protection contre les surtentions, une coupure automatique en cas d'inversion des bornes de la batterie et une sélection du coefficient de température désiré.

Boîtier

DIL 14 broches plastique (TO 116).



Brochage

1	Masse (– batterie)	8	Réglage du coefficient de température
2	Réglage du courant de sortie	9	Contre réaction (compensation)
3	Protection contre les surtensions	10	Sortie
4	Protection contre l'inversion de batterie	11	Ne pas connecter
5	Entrée (+ batterie) }	12	Ne pas connecter
6	Entrée (+ batterie) } au choix	13	Ne pas connecter
7	Entrée (+ batterie) }	14	Ne pas connecter

Caractéristiques

	Min.	Typ.	Max.	Unité
Courant de sortie			50	mA
Tension borne 8 (coeff. de temp.)	7,9		8,8	V
Tension borne 5	11,8		13,3	V
Tension borne 6. Entrées	11,1		12,6	V
Tension borne 7	10,5		11,8	V
Courant borne 4 (inversion batterie)			400	µA
Tension borne 4	1,3		1,7	V
Courant borne 3 (surtentions)			400	µA
Tension borne 3	6,7		9	V
Tension résiduelle de sortie à l'état bas			0,7	V
Température de jonction			150	°C
Températures de fonctionnement	– 40		+ 85	°C

Schéma d'application

Ce schéma donne l'application typique du MC 3325 qui utilise pour la commande de l'alternateur un Darlington de puissance. Voici quelques explications concernant les composants utilisés :

– R_1 : sa valeur détermine le courant circulant dans la colonne de diodes donc le coefficient de température choisit en fonction de la batterie ; si la valeur de R_1 diminue, le coefficient de température diminue également. On choisira R_1 de façon à obtenir un courant dans la colonne de diode compris entre 0,5 et 1 mA.

– R_2 : cette résistance détermine la valeur du courant de sortie. On choisira R_2 en fonction des caractéristiques du Darlington suiveur de façon à ce que le courant de sortie soit suffisant lorsque la tension à la sortie des redresseurs de l'alternateur est minimum. La formule définissant R_2 est la suivante :

$$\text{Courant de sortie} = \frac{\text{Tension min. redresseurs} - 2{,}8\ \text{V}}{R_2 + 50\ \Omega}$$

– R_3 : elle limite le courant dans la borne 3 dans le cas d'une surtention à la sortie des diodes de redressement de l'alternateur. La tension à la borne 3 doit être égale environ à 7,5 V. On choisira R_3 de façon à ce que le courant dans la borne 3, dans ce cas d'une surtension maximum, soit compris entre 2 et 6 mA.

– R_4 : elle limite le courant dans la borne 4 dans le cas d'une inversion de polarité de la batterie.

– R_5 : cette résistance, véhiculant l'information « + batterie » vers l'entrée de circuit détermine la valeur de la tension régulée selon l'équation suivante :

$$V \text{ rég.} = (1 + R_5/R_1).\ 8{,}4 + (n + R_5/5).\ 0{,}7$$

avec les résistances exprimées en kilohms. La lettre « n » représente le nombre de diodes utilisées dans la colonne (D_5 à D_{10}) et peut être donc compris entre 4 et 6.

– R_6 : utilisée conjointement avec la résistance R_3, elle sert à définir le maximum de surtension acceptable. Elle est donnée par la formule :

Maximum de surtension =

$$\frac{R_3 + R_6}{R_6} \cdot 7{,}5$$

– R_7 : résistance de compensation (approximativement 3 kΩ).

– C_1 et C_2 : condensateurs de compensation de faible valeur (10 nF).

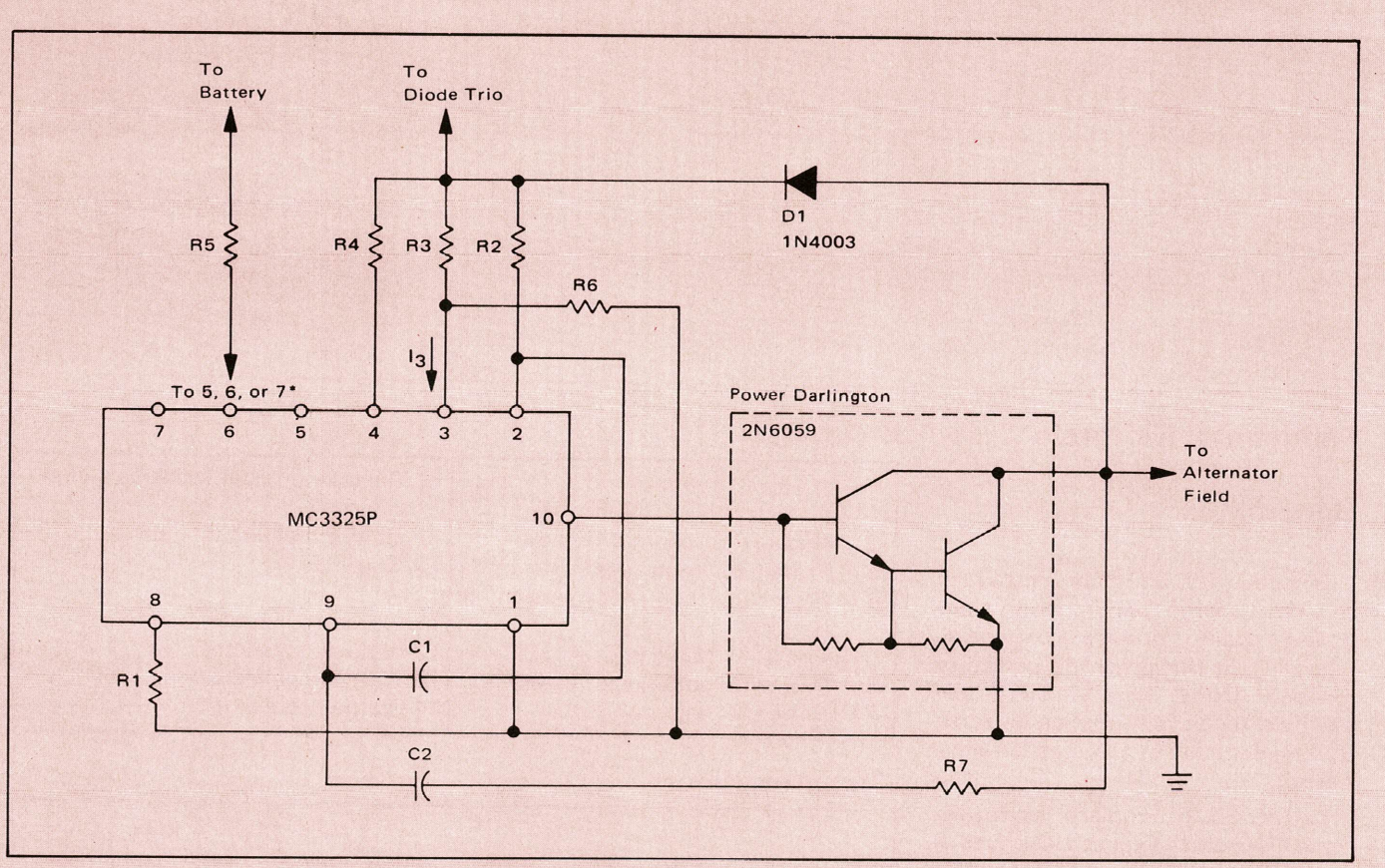
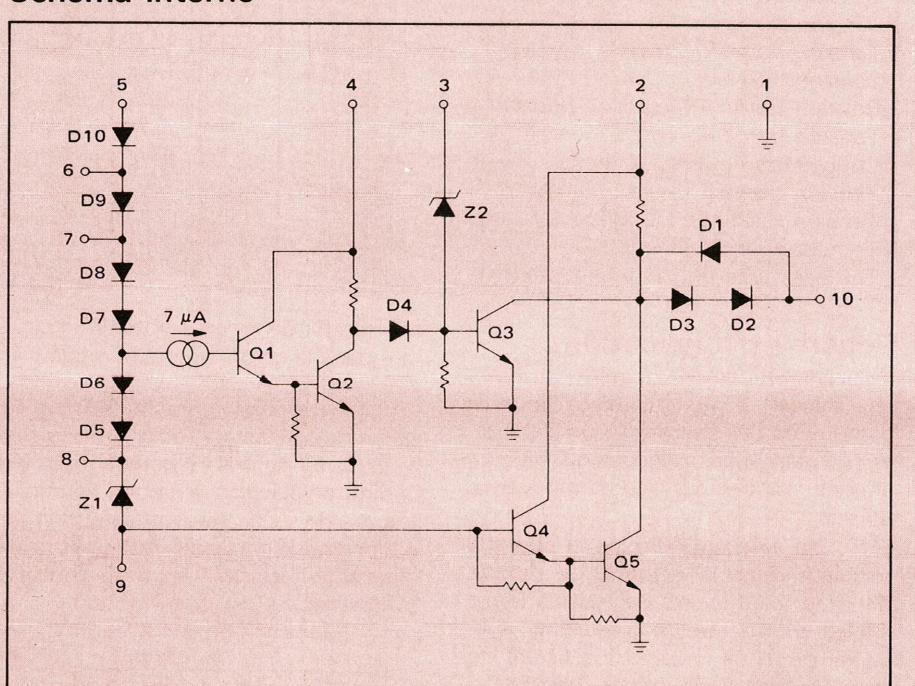


Schéma interne



Fiche technique

Circuits intégrés pour automobile

MC 3333

Allumage électronique

Fabricant : Motorola

Généralités

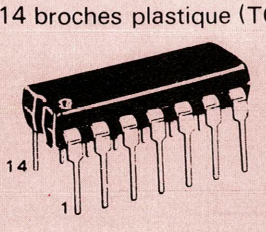
Le circuit MC 3333 est l'élément de base d'un système d'allumage appelé « Vari-Dwell ».

Dans ce nouveau système, les vis platinées et le condensateur du distributeur sont remplacés par un aimant tournant associé à un détecteur de flux magnétique qui signale les points d'allumage. Plus fiable que le système classique, ce procédé nécessite des réglages moins fréquents qui peuvent être effectués de l'extérieur. Le MC 3333 convient pour n'importe quel nombre de cylindres. Les avantages du système « Vari-Dwell » sont les suivants :

- Production d'impulsions de courant stables dans le primaire de la bobine d'allumage.
- Permet de régler la durée et l'énergie de ces impulsions.
- Fonctionne sous une tension comprise entre 4 et 24 V.
- Compense les variations de tension d'alimentation lorsque la batterie est déchargée.
- Protégé contre les surtensions.

Boîtier

DIL 14 broches plastique (TO 116).



Brochage

1	Contrôle du pourcentage de Dwell	8	Sortie bobine
2	Entrée (détecteur de flux)	9	Sortie 2
3	+ alimentation	10	– alimentation (masse)
4	Contrôle du courant régulé de sortie	11	Ne pas connecter
5	Protection contre les surtensions	12	Entrée comparateur
6	Polarisation de l'étage pré-driver	13	Ne pas connecter
7	Sortie 1	14	Découplage d'entrée

Caractéristiques

	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension d'alimentation	4	14,5	24	V
Courant crête de sortie (< 300 ms)			1,3	A
Courant d'alimentation à vide	8	15	25	mA
Résistance thermique jonction-ambiance		100		°C/W
Dissipation maximum à 25 °C d'ambiance			1,25	W
Températures de fonctionnement	– 40		+ 85	°C

Schéma d'application

Le rapport des résistances RA et RB détermine la valeur du courant régulé dans la bobine d'allumage qui, pour ce montage, est donné par la formule suivante :

$$I_{bobine} = \frac{3{,}6\ (RA + RB)}{RB}$$

avec RA + RB devant avoir une valeur sensiblement égale à 1 kΩ.

Le rapport des résistances RC et RD détermine la valeur du point de protection contre les surtensions. Pour ce montage :

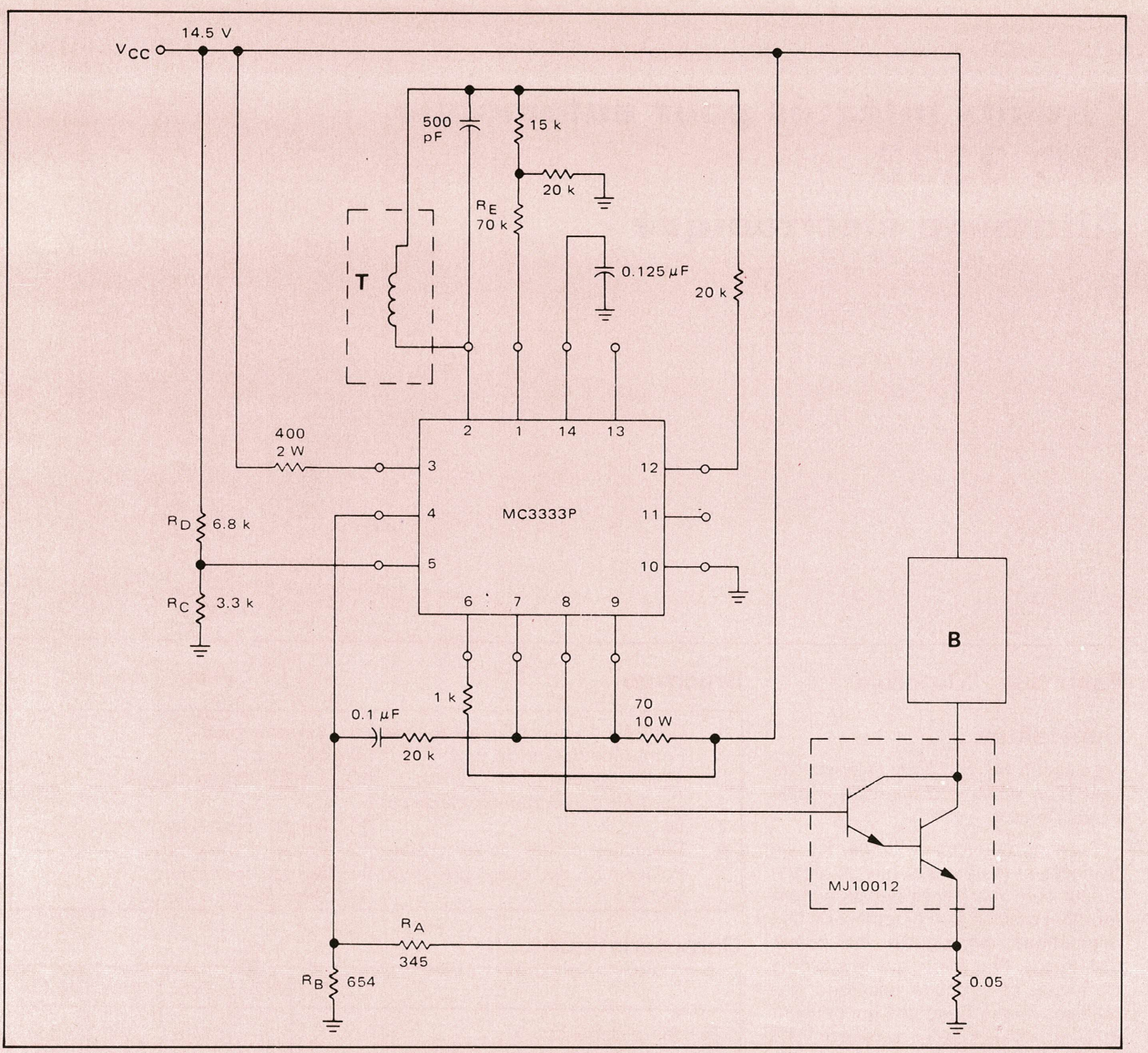
$$V_{surtention} = \frac{8\ (RC + RD)}{RC}$$

avec RC + RD devant avoir une valeur sensiblement égale à 10 kΩ.

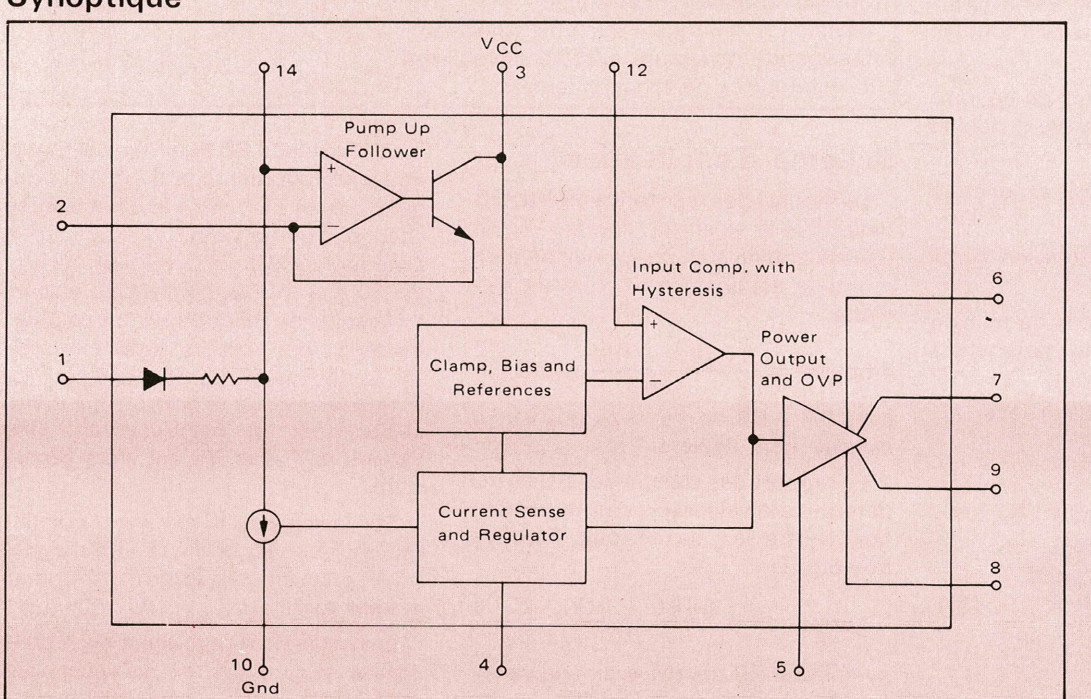
La résistance RE détermine la valeur du Dwell (pourcentage du temps pendant lequel la bobine d'allumage se charge). Pour la valeur indiquée sur le schéma (70 kΩ), le Dwell est environ de 10 % à 1 000 tr/mn. Des valeurs inférieures de RE augmentent ce pourcentage ; des valeurs supérieures de RE le diminuent. Le condensateur de 0,1 µF (arrivant à la borne 4) peut être supprimé ; un réajustement des valeurs de RA et RB est alors nécessaire.

Sur le schéma, le rectangle pointillé repéré T correspond à la tête magnétique recevant les informations d'un aimant tournant.

Le rectangle repéré B est celui de la bobine d'allumage du véhicule (primaire 0,43 Ω – 7,5 à 8,5 mH).


14.5 V
V_{CC}
500 pF
15 k
20 k
R_E 70 k
T
0.125 µF
20 k
400 2 W
2
1
14
13
3
12
4
MC3333P
11
5
10
6
7
8
9
R_D 6.8 k
R_C 3.3 k
B
1 k
0.1 µF
20 k
70 10 W
MJ10012
R_A 345
R_B 654
0.05

Synoptique

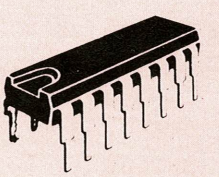

V_{CC}
14
3
12
Pump Up Follower
2
1
Input Comp. with Hysteresis
Clamp, Bias and References
Power Output and OVP
6
7
9
8
Current Sense and Regulator
10
Gnd
4
5

Fiche technique

Circuits intégrés pour automobile

SAK 140

Compte-tours



Fabricant : R.T.C.

Généralités

Le SAK 140 est un circuit intégré monolithique destiné à la fonction de compte-tours sur les véhicules automobiles.

Il contient un circuit de stabilisation et un monostable qui transforme les impulsions d'entrée venant du rupteur en impulsions d'amplitude et de durée constantes. La largeur des impulsions est déterminée par un circuit R.C. extérieur. Par un choix approprié des valeurs R et C, on peut être adapté sur bon nombre de milliampèremètres : les informations de sortie sont pratiquement indépendantes des variations de température et de tension d'alimentation.

Le circuit SAK 140 est protégé contre les inversions de polarité d'alimentation ainsi que contre les surtensions pouvant être présentes à l'entrée (au moyen d'une diode zéner).

Il faut donc insérer dans l'entrée une résistance dont la valeur sera choisie de façon à limiter à 10 mA maximum le courant d'entrée.

Boîtier

DIL 16 broches plastique.

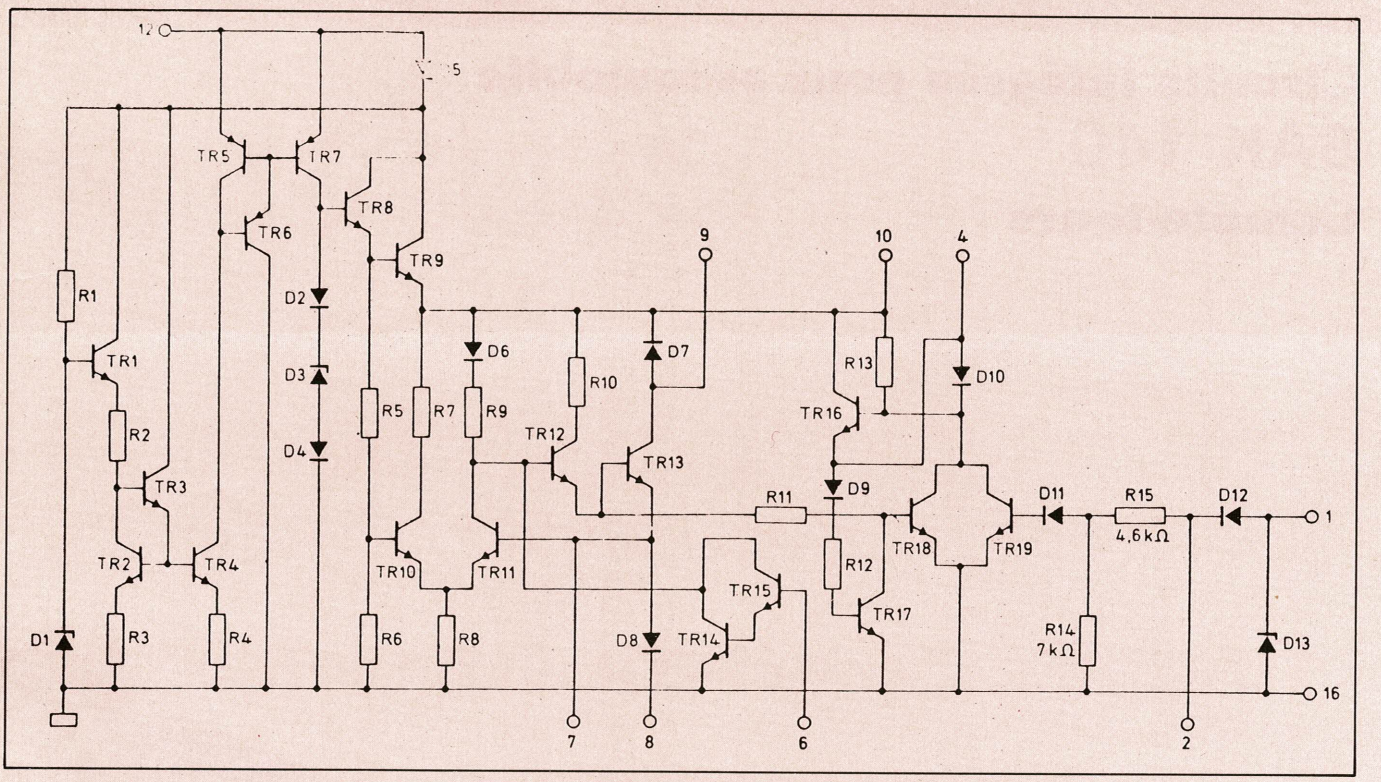
Brochage

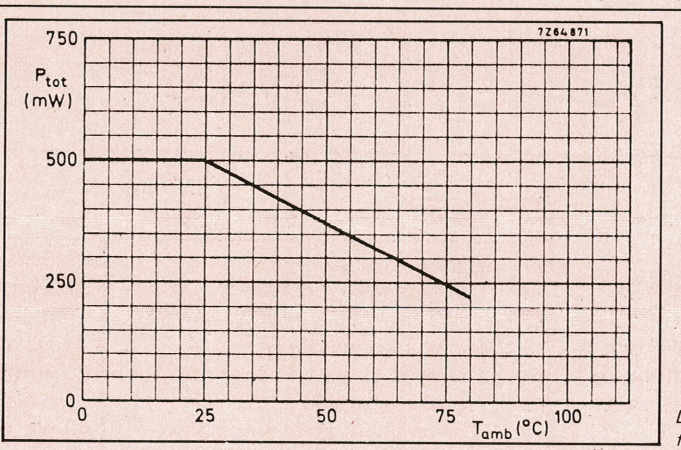
1	Entrée (rupteur)	9	Sortie (milliampèremètre)
2	Découplage d'entrée	10	Commun sortie (mA mètre) et R du monostable
3	Ne pas connecter	11	Ne pas connecter
4	Capacité extérieure du monostable	12	+ alimentation
5	Ne pas connecter	13	Ne pas connecter
6	Commun RC du monostable	14	Ne pas connecter
7	Réglage du courant de sortie (l'une ou l'autre)	15	Ne pas connecter
8	Réglage du courant de sortie (l'une ou l'autre)	16	– Alimentation (masse)

Caractéristiques

	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension d'alimentation	10	12	18	V
Courant d'alimentation (à 12 V)		5		mA
Dissipation à 25 °C		130	500	mW
Amplitude des impulsions d'entrée	3,5			V
Courant d'entrée			10	mA
Courant de sortie			50	mA
Courant dans l'une des bornes de réglage (7 ou 8)			50	mA
Résistance de réglage du courant de sortie (Rm)	50			Ω
Coefficient de temp. du courant de sortie		200		ppm/°C
Résistance du monostable (R)	10	270 k	500 k	Ω
Capacité du monostable (C)	220 p	10 n	30 µ	F
Fréquence d'entrée			400	Hz
Fréquence d'entrée sans découplage borne 2			30	kHz
Températures de fonctionnement	– 40		+ 80	°C

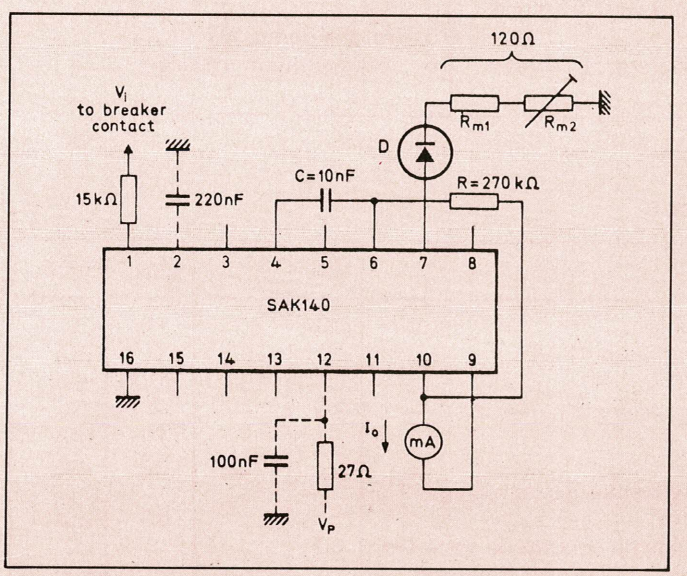
Schéma interne



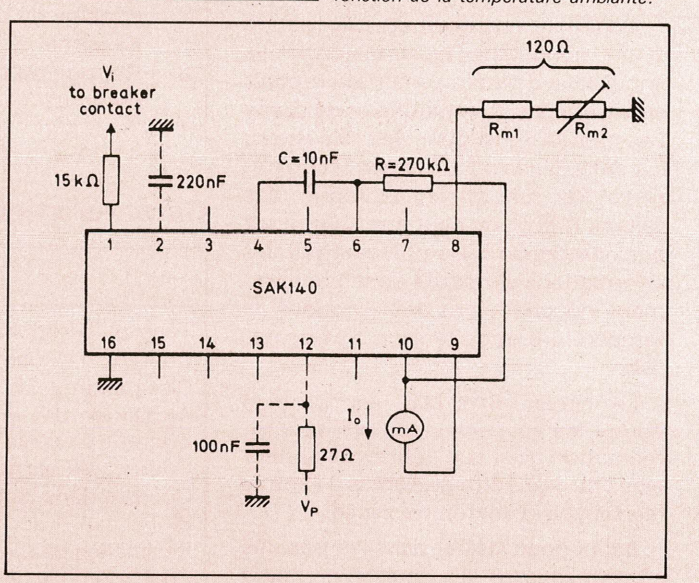


Dissipation de puissance du circuit en fonction de la température ambiante.

Schémas d'application



Au coefficient de température typique de sortie du circuit (200 ppm/°C), il faut ajouter (ou soustraire) celui des éléments extérieurs R, C et R_m. Une diode D en série avec R_m modifie ce coefficient (ici 800 ppm/°C). Avec ce montage, l'influence des variations de tension d'alimentation est très faible (0,6 % pour V alim. passant de 10 à 16 V). Les valeurs de R et C correspondent à des impulsions de sortie égales à 75 % du temps (facteur de forme = 3/4 à la fréquence maximum de 400 Hz).



Avec ce montage, on utilise la borne 8 du circuit pour le réglage du courant de sortie, ce qui fait que l'on introduit en série une diode interne au circuit (voir schéma interne). Le coefficient de température est aussi de 800 ppm/°C. L'influence des coefficients de température de R, C et R_m est dans ce cas négligeable. L'influence de la tension d'alimentation est plus importante avec ce montage (1,6 % pour la même variation).

Fiche technique

Circuits intégrés pour automobile

SAY 115

Compteur de vitesse / Totalisateur kilométrique

Fabricants :

Sescosem et I.T.T.

Généralités

Le circuit SAY 115 est destiné d'une part à fournir une indication de vitesse et, d'autre part, une totalisation de la distance parcourue. L'indication de vitesse est disponible à une sortie analogique alimentant un milliampéremètre.

L'indication de totalisation des kilomètres parcourus est disponible à une sortie logique fournissant des impulsions de commande à un moteur pas à pas.

L'entrée est constituée d'impulsions provenant d'un détecteur et tout particulièrement celles provenant d'un circuit du genre ESM 1601 qui est un détecteur de proximité.

Le SAY 115 se compose donc d'un trigger de Schmitt, d'un monostable, d'un générateur de courant (alimentant le galvanomètre), d'un diviseur de fréquence et de deux amplificateurs de sortie (alimentant le moteur pas à pas).

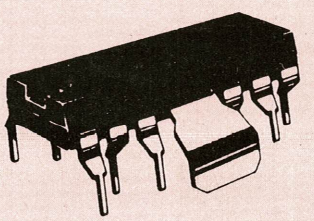
En outre, une sortie analogique permet, grâce à un comparateur extérieur, d'indiquer un dépassement de vitesse autorisée.

Le SAY 115 est disponible en deux versions :

- SAY 115 X dont le rapport de division de fréquence est 32.
- SAY 115 Y dont le rapport de division de fréquence est 64.

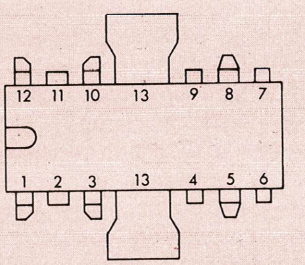
Boîtier

DIL 12 broches plastique (CB 109) + deux bornes servant également de refroidisseur.

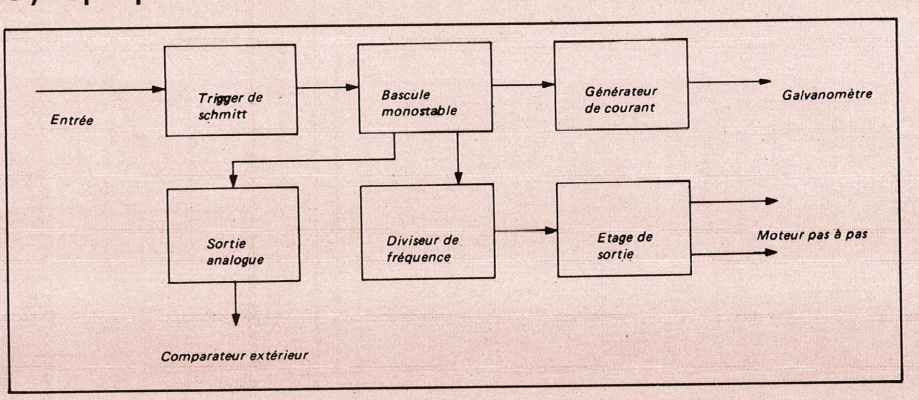


Brochage

1 Entrée
2 Sortie tension de réf. et R. monostable
3 Sortie 1 moteur pas à pas
4 + alimentation
5 Sortie 2 moteur pas à pas
6 Sortie galvanomètre (vitesse)
7 Réglage du courant de sortie
8 Réglage du courant de sortie
9 + alimentation
10 Sortie analogique (dépassement)
11 Commun RC du monostable
12 C monostable
13 – alim. (masse et pattes de refroidissement)



Synoptique

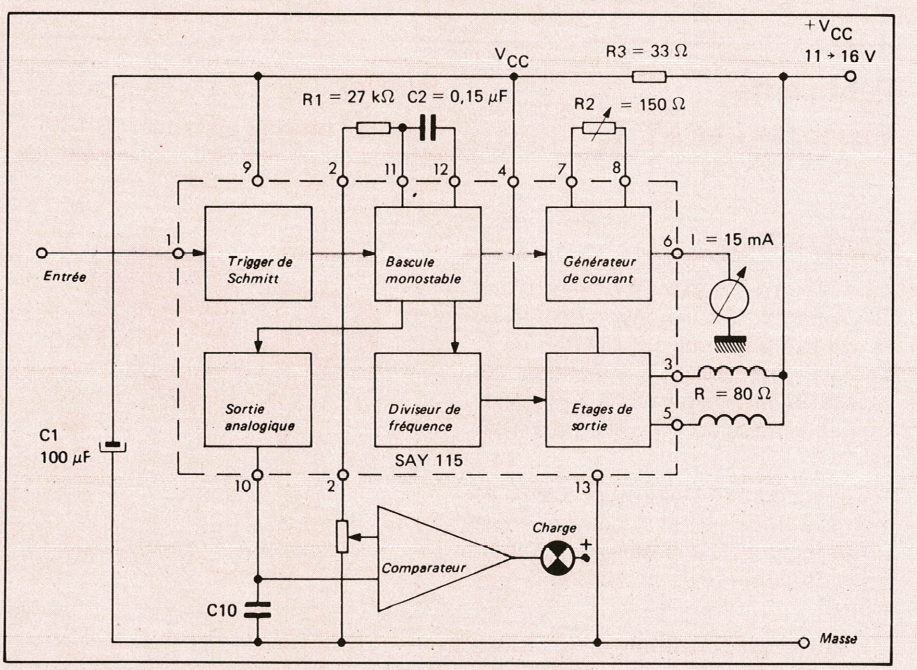


Caractéristiques

	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension d'alimentation	11		16,5	V
Courant d'alimentation à vide	10	16	20	mA
Tension d'entrée			+ 20	V
Courant d'entrée à l'état bas			– 120	μA
Fréquence d'entrée			10	kHz
Seuil bas du trigger d'entrée		2,5		V
Seuil haut du trigger d'entrée		3,5		V
Tension de réf. (point 2)		6,5		V
Courant de sortie borne 6 (galva)			30	mA
Courant de sortie bornes 3 et 5 (moteur)			270	mA
Tension de sortie borne 6 (galva)	0		5	V
Rapport cyclique du monostable			0,9	
Tension de sortie analogique à fréq. nulle		6,5		V
Tension de sortie analog. à fréq. max.		2,1		V
Résistance de la sortie analogique		10		kΩ
Résistance ext. du monostable	15		100	kΩ
Résist. de réglage du courant de sortie	100			Ω
Résist. de filtrage (en série dans +VCC)		33		Ω
Capacité de filtrage	25			μF
Températures de fonctionnement	– 40		+ 80	°C

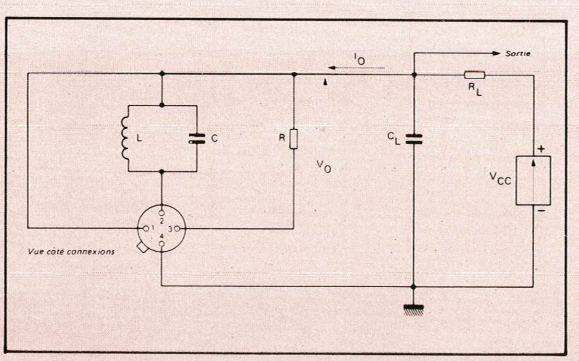
Schéma d'application

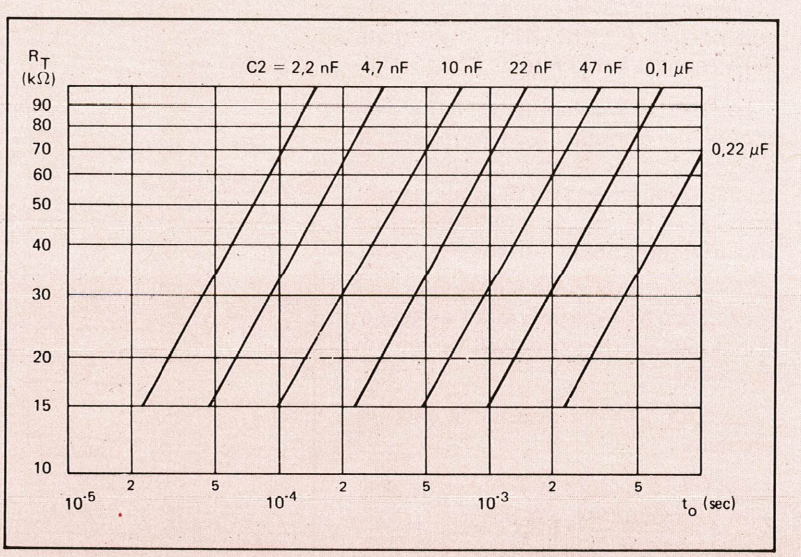
L'entrée provient par exemple de la sortie d'un circuit ESM 1601. Le galvanomètre indicateur de vitesse a une sensibilité de 15 mA. Le comparateur à la sortie duquel est branché un voyant lumineux permet de signaler un dépassement de vitesse. Cette vitesse pourra être sélectionnée grâce à un potentiomètre à l'une des valeurs critiques (60, 90, 110 et 130 km/h).



Note concernant le ESM 1601

Le détecteur de proximité ESM 1601 détecte le passage de masses métalliques par l'action des courants de Foucault sur les pertes HF d'une bobine faisant partie d'un circuit oscillant extérieur au circuit intégré. Le ESM1601 est présenté en boîtier transistor TO 72 et possède 4 broches. Un schéma d'utilisation est donné ci-contre. La tension d'alimentation sera au minimum de 8 V. La résistance R (borne 3) détermine la valeur du coefficient de réaction et son réglage permet de régler le circuit à la limite d'accrochage. CL est un antiparasite et RL est la résistance de charge. On choisira L et C de façon à avoir une fréquence d'oscillation comprise entre 0,5 et 6 MHz.





Durée de l'impulsion de sortie du monostable en fonction des valeurs de R_1 et C_2.

Fiche technique

Circuits intégrés pour l'automobile

SFC 606

Multivibrateur astable

Fabricant : Sescosem

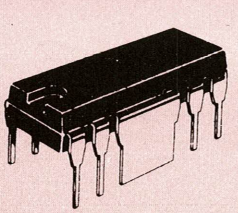
Généralités

Le circuit SFC 606 est conçu pour fournir des impulsions rectangulaires de puissance dont la fréquence et le facteur de forme sont réglables. Il permet par exemple l'excitation de la bobine d'un relais électromagnétique, ce qui le rend particulièrement adapté à la commande des clignotants ou du moteur d'essuie-vitres d'un véhicule. Ce circuit est protégé contre les inversions de polarité d'alimentation.

Il existe deux versions : le SFC 606 B qui est protégé contre les inversions de polarité d'alimentation et dont la tension de sortie est écrêtée à 22 V (surcharge inductive) et le SFC 606 C qui n'est pas protégé contre les inversions de polarité, dont la tension de sortie est écrêtée à 13 V (surcharge inductive) et qui comporte en outre une diode supplémentaire (broche 4) destinée au circuit de réglage de la fréquence.

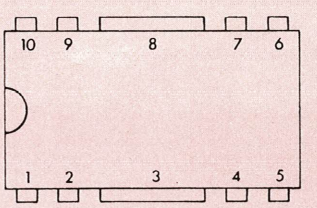
Boîtier

DIL 10 broches plastique (CB 129) dont deux bornes servant de pattes de dissipation de chaleur.



Brochage

1	+ alimentation	6	Sortie relaxateur
2	Ne pas connecter	7	Contrôle fréquence et facteur de forme
3	– alimentation (masse)	8	– alim. (masse)
4	Anode diode (uniquement en version C)	9	Ne pas connecter
5	Entrée relaxateur	10	Sortie



Caractéristiques

	Min	Typ.	Max.	Unité
Tension d'alimentation	9		18	V
Courant d'alimentation		18		mA
Courant de sortie			150	mA
Courant résiduel de sortie à l'état bloqué			5	µA
Tension de saturation en sortie (pour I = 110 mA)			1	V
Températures de fonctionnement	– 25		+ 80	°C
Fréquence de l'oscillateur :				
– avec l'entrée contrôle (7) à l'état bas (< 0,35 V) (voir schéma test)		= 0,8/Ro.Co		Hz
– avec l'entrée contrôle (7) à l'état moyen (0,45 < V < 4 V)		= 1,76/Ro.Co		Hz
– avec l'entrée contrôle (7) à l'état haut (8 V < V < VCC)		Oscillateur bloqué		
Rapport cyclique avec entrée 7 à l'état bas		0,45		
Rapport cyclique avec entrée 7 à l'état moyen		0,52		

Applications

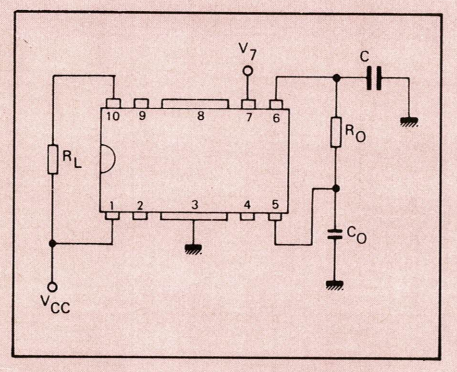
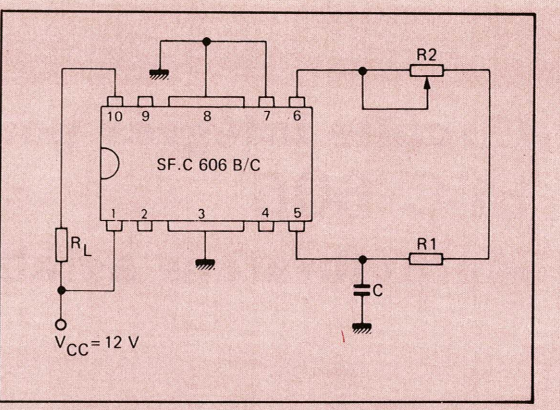
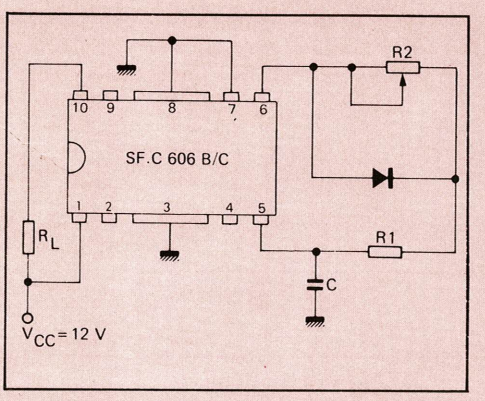


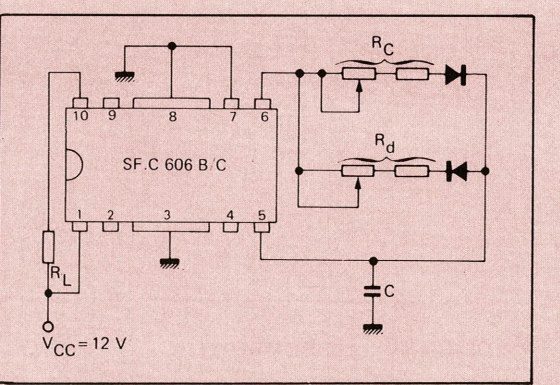
Schéma test (voir caractéristiques). Le condensateur C est un antiparasite de valeur indifférente et n'influe pas sur la fréquence ou le rapport cyclique.



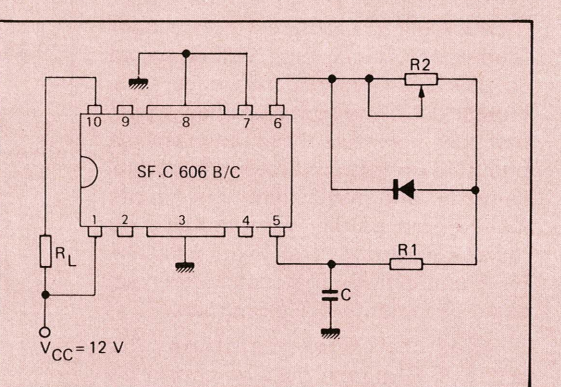
Générateur d'impulsions à fréquence réglable et facteur de forme constant. La fréquence d'oscillation est égale à $0,8/(R_1 + R_2)$. C. Le temps de conduction est de 45 % du cycle (RL supérieure à 1000 Ω).



Générateur d'impulsions à temps de conduction réglable. Ce temps est donné par $0,6(R_1 + R_2)$. C. Le temps de blocage est fixe et égal à R_1. C.



Générateur d'impulsions à fréquence et facteur de forme réglables. R_c et R_d doivent être supérieures à 1000 Ω. Le temps de conduction est égal à $0,7 R_d$. C et le temps de blocage à R_c. C. La fréquence est l'inverse de la somme des deux temps.

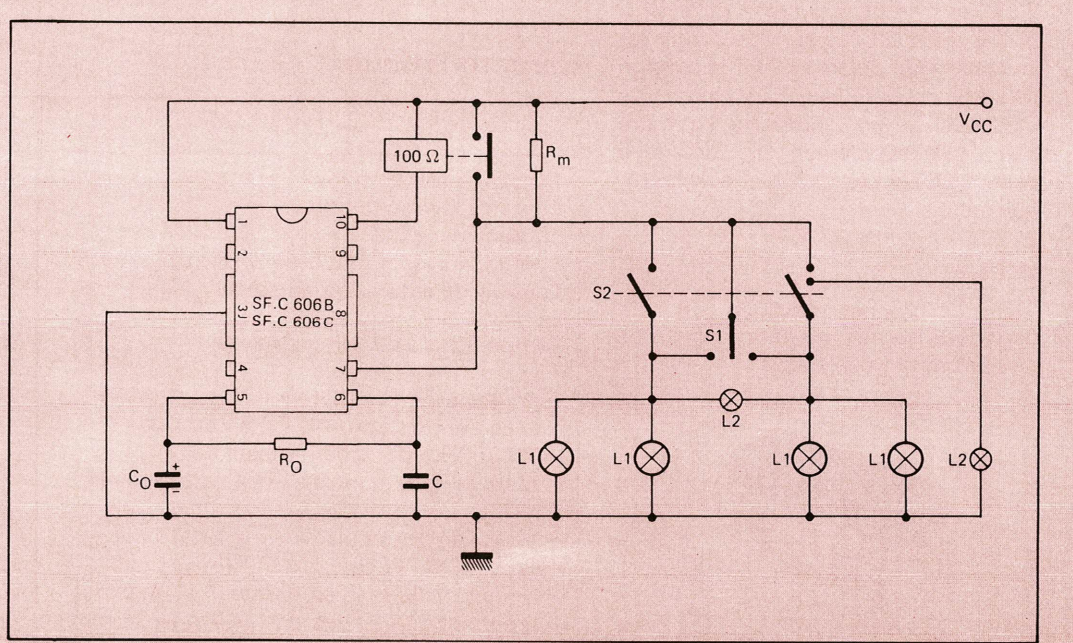


Générateur d'impulsions à temps de blocage réglable et égal à $0,75(R_1 + R_2)$. C. Le temps de conduction est fixe et égal à $0,7 . R_1 . C$.

Clignotant avec warning et contrôle de panne. S_1 est l'indicateur de changement de direction et S_2 l'interrupteur du warning (feux de détresse). La tension d'alimentation est de 12 V (± 3 V). Pour des lampes de clignotant (L_1) de 12 V/21 W chacune, la résistance R_m fera 82 Ω/2 W. Les lampes de tableau de bord (L_2) feront 12 V/2 W. Avec les valeurs R_O = 5600 Ω et C_O = 100 µF/6 V, la fréquence d'oscillation à l'état normal sera de 1,4 Hz avec un rapport cyclique de 0,45.

Si S_1 et S_2 sont ouverts, la tension en 7 est égale à V_{CC} (à travers R_m) et l'étage de sortie est bloqué. Si l'on ferme S_1 ou S_a, la tension en 7 est diminuée (diviseur formé de R_m et des lampes). On peut considérer le point 7 à l'état bas, l'étage de sortie se débloque et le relais colle. La fréquence de clignotement est alors égale à $0,8/R_O . C_O$.

Si l'une des lampes se coupe, le diviseur potentiométrique formé de la résistance des lampes et de R_m change de valeur et le point 7 passe de l'état bas à l'état moyen pour lequel la fréquence de clignotement est multipliée par 2,2 ($1,76 R_O . C_O$), ce qui donne l'éveil au conducteur du véhicule.



Analyse

Dans la première partie de cette étude (voir E.A. numéro 4, pages 121 à 124), nous avons rappelé les principes de base du fonctionnement des circuits PLL, et avons énoncé quelques règles relatives à la détermination des paramètres de cette boucle d'asservissement en fonction des performances souhaitées.

Nous allons maintenant aborder le côté plus technique de la question, en évoquant les possibilités offertes en matière de réalisation des divers blocs fonctionnels composant le système.

Nous conclurons cette analyse en présentant quelques exemples précis et pratiques d'utilisation des PLL dans divers domaines de l'électronique.

Les circuits PLL et leurs applications

(suite et fin)

Le VCO

Une des caractéristiques essentielles du VCO est sa linéarité. En effet, dans les applications en démodulateur FM, la linéarité du détecteur sera celle du VCO, puisque le signal démodulé est en fait la tension d'entrée du VCO, et que le signal de sortie de celui-ci se maintient en phase avec le signal modulé d'entrée. Cette caractéristique est toutefois moins critique dans d'autres cas de figures, en particulier dans les utilisations en circuit de reconstitution de signal ou d'extraction d'un signal noyé dans le bruit.

Nous allons maintenant étudier quelques schémas de VCO soit provenant de circuits intégrés spécifiquement PLL, soit réalisables à l'aide de composants discrets.

1) Le VCO du circuit intégré 565

Le circuit 565 est un ensemble PLL complet, disponible auprès de plusieurs fabricants. C'est l'un des premiers PLL monolithiques à avoir été commercialisé. Il peut fonctionner jusqu'à une fréquence de 500 kHz avec une alimentation comprise entre ± 5 et ± 12 V. Utilisé en démodulateur FM, sa linéarité est suffisante pour que la distorsion harmonique du signal de sortie n'excède pas 0,2 %, ce qui est un point en faveur du VCO dont nous allons maintenant étudier la structure (**fig. 1**).

Ce VCO est composé d'un générateur de courant très précis piloté par la tension de commande V_c, et d'un trigger de Schmidt.

Le courant de charge I_1 atteint la capacité C_1 à travers la diode D_2 dans l'état initial où Q_3 est bloqué. Quand la tension aux bornes de C_1 atteint le seuil supérieur du trigger, celui-ci bascule et sature le transistor Q_3. Ceci relie pratiquement à la masse les émetteurs de Q_1 et Q_2. Le courant de charge I_1 circule maintenant à travers D_1, Q_1 et Q_3 vers la masse. Comme la tension V_{BE} de Q_2 est la même que celle de Q_1, un courant inférieur égal traverse Q_2. Celui-ci décharge C_1 jusqu'au seuil inférieur du trigger qui bascule de nouveau, réinitialisant le cycle.

Les courants de charge et de décharge de C_1 étant égaux, on dispose d'un signal triangulaire symétrique en supplément du signal rectangulaire présent en sortie du trigger. Nous verrons plus loin que ce principe se retrouve souvent dans les VCO équipant les circuits PLL.

2) Un VCO à deux amplis opérationnels : **fig. 2**

Ce VCO est facilement réalisable à l'aide de la moitié d'un quadruple ampli opérationnel LM 124 de NS. Son principe est exactement celui du montage étudié précédemment à ceci près que l'ensemble source de courant-condensateur revêt ici la forme d'un intégra-

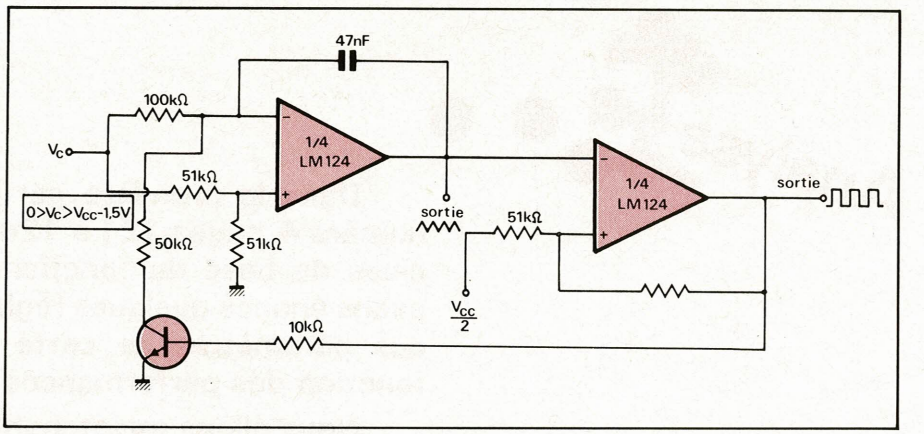


Fig. 2 : Un VCO à deux amplificateurs opérationnels.

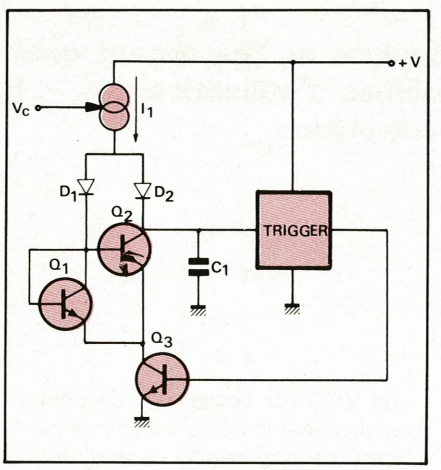


Fig. 1 : Schéma simplifié du VCO du circuit intégré 565

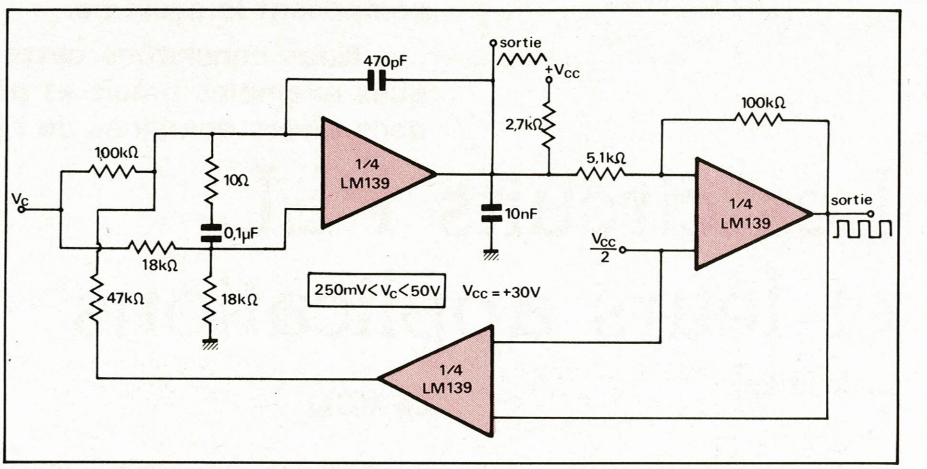


Fig. 3 : Un VCO à comparateurs fonctionnant jusqu'à 100 kHz.

teur à ampli opérationnel et que le trigger fait appel, lui aussi, à un ampli opérationnel. Ce montage est à utiliser à des fréquences d'oscillation n'excédant guère 10 kHz. La sortie se fait en signaux rectangulaires ou triangulaires symétriques.

3) Un VCO à trois comparateurs : **Fig. 3**

Les comparateurs du quadruple circuit LM 139 (NS) peuvent être utilisés en amplis opérationnels, avec un gain non négligeable en fréquence de fonctionnement. La preuve en est ce schéma de VCO, capable de délivrer des signaux rectangulaires ou triangulaires symétriques à des fréquences comprises entre 700 Hz et 100 kHz. La tension de commande, pour sa part, sera comprise entre + 250 mV et + 50 V pour une tension d'alimentation (unique) de + 30 V.

4) Le VCO du décodeur stéréo PLL µA 758 (LM 1800) : **fig. 4**

La technique PLL permet, entre autres applications, de construire des décodeurs stéréo multiplex totalement dépourvus de bobinages. Seul un potentiomètre ajustable est à prévoir pour ajuster la fréquence propre de la boucle à la valeur exacte correspondant à la sous-porteuse à démoduler.

Ce type de VCO est muni d'une entrée différentielle, car le comparateur de phase équipant le circuit sort en différentiel. L'étage différentiel d'entrée fournit donc un courant bidirectionnel, proportionnel à la tension différentielle d'entrée, qui est dirigé sur l'oscillateur. Ce courant est bien sûr nul lorsque les deux entrées différentielles sont au même potentiel.

L'oscillateur, composé des transistors Q_{71} à Q_{79} est un oscillateur à relaxation fonctionnant à 76 kHz (la sous-porteuse à reconstituer est à 38 kHz et le signal pilote reçu à 19 kHz ; ces fréquences sont reconstituées par une chaîne de diviseurs). Cette fréquence d'oscillation est obtenue en commandant la charge et la décharge d'un condensateur extérieur entre deux seuils V_H et V_L. Ces deux seuils sont ceux d'un comparateur (Q_{71} à Q_{76}) qui reçoit la tension présente aux bornes du condensateur. Le franchissement d'un seuil cause l'inversion du courant de charge et la commutation d'un seuil sur l'autre. Les deux seuils sont obtenus à partir du + 6 V régulé au moyen de ponts diviseurs (R_{77} à R_{80}). Par conséquent, le rapport des deux seuils ne dépend que des valeurs des résistances, ce qui est une garantie de stabilité.

5) Des VCO pour récepteurs radio à accord digital

De plus en plus nombreux sont les récepteurs radio (essentiellement FM) dont l'accord est réalisé de façon digitale, en appliquant à l'oscillateur local le mode de réalisation des synthétiseurs. Cela consiste à intercaler un diviseur programmable entre le VCO et le comparateur de phase. En choisissant un rapport de division « n » donné, on fixe par là même la fréquence pour laquelle se produira le verrouillage. Il faut donc réaliser les oscillateurs locaux sous forme de VCO.

La **figure 5** reproduit un schéma d'oscillateur local pour tuner FM, classiquement muni d'une entrée destinée à recevoir la tension de commande V_C (comme dans tous les tuners à diodes Varicap), mais possédant deux sorties ; l'une, réalisée sous forme de prise sur le bobinage oscillateur, fournit environ 3 V crête-crête de HF, qui sera dirigée

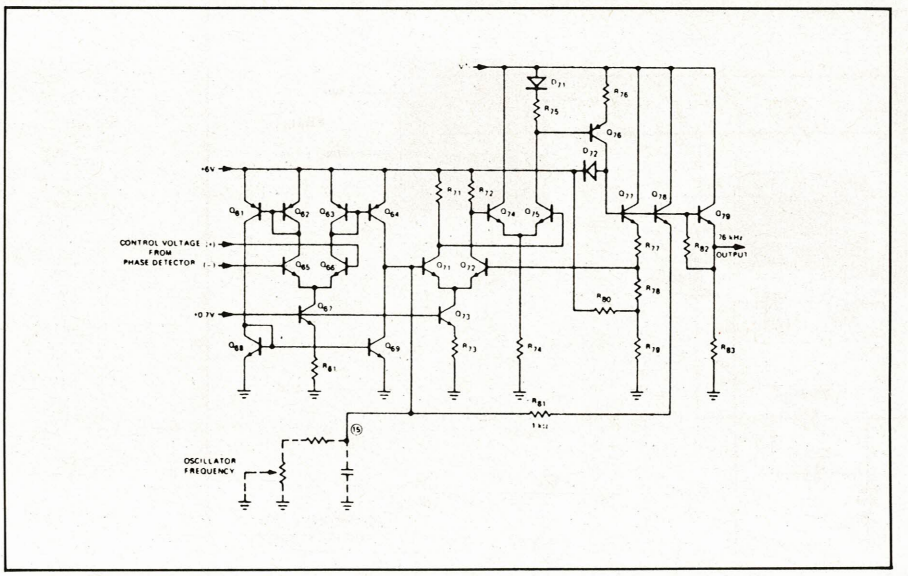
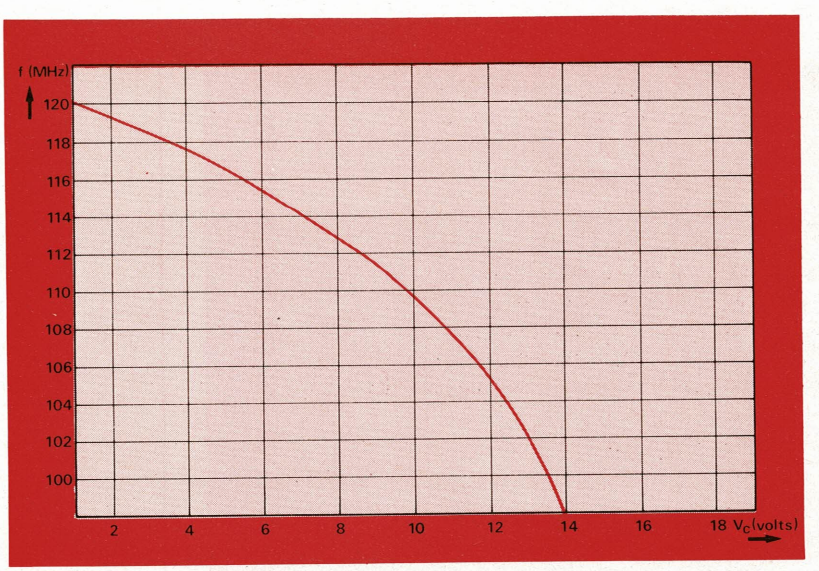


Fig. 4 : Le VCO équipant des décodeurs stéréo PLL type LM 1800 et µA 758.



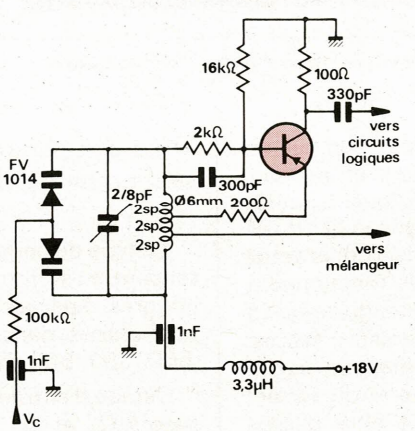


Fig. 5 : Un VCO pour tuner digital. On remarquera sur la courbe que ce VCO n'est pas linéaire, ce qui est sans importance puisqu'il n'intervient pas dans la démodulation.

sur le mélangeur (grille N° 1 d'un MOS double porte). La seconde sortie est prise à basse impédance sur le collecteur du transistor oscillateur ; elle est destinée à attaquer les circuits logiques du synthétiseur. On remarquera que cette chaîne de diviseurs devra accepter des signaux dont la fréquence se situe vers 100 MHz. Il est donc nécessaire d'adopter pour l'étage de tête une technologie appropriée, le plus souvent des bascules ECL. Les étages suivants (le diviseur programmable proprement dit) seront facilement réalisables en TTL.LS.

Le comparateur de phase recevra le signal divisé et le comparera à une fréquence de référence fournie par un oscillateur à quartz. La valeur de cette fréquence dépendra de la résolution cherchée et des possibilités de réalisation du diviseur programmable.

Le VCO de la **figure 6** est en fait un oscillateur-mélangeur à diodes Varicap auquel a été ajouté un amplificateur d'interface avec des circuits TTL. Les fréquences mises en jeu sont en effet suffisamment faibles pour éviter tout problème à ce sujet, puisque le circuit est destiné à fonctionner dans la gamme PO (fréquence de fonctionnement de l'oscillateur local environ 900 à 2 100 kHz).

6) Généralisation du problème

Les exemples de VCO que nous venons d'étudier brièvement sont dérivés de circuits électroniques couramment utilisés. Cependant, le concept de circuit PLL est beaucoup plus vaste, et peut faire appel à des éléments électromécaniques, mécaniques, pneumatiques, hydrauliques, etc. Nous citerons seulement un exemple de VCO électromécanique : considérons une platine tourne-disques équipée d'un moteur à courant continu, et dont le plateau porte une couronne stroboscopique ; disposons une cellule photoélectrique associée à une LED tout contre cette couronne. Nous disposons dans le circuit associé au photodétecteur d'une fréquence proportionnelle à la vitesse du plateau. Cette vitesse étant elle-même fonction de la tension d'alimentation du moteur, nous nous trouvons bien en présence d'un VCO. Ses caractéristiques sont certes très différentes de celles des types précédemment envisagés, notamment en ce qui concerne le temps de réponse. Il est toutefois possible de réaliser autour de ce VCO un véritable circuit PLL dont la fonction sera d'asservir la vitesse du plateau à une fréquence de référence provenant d'un oscillateur à quartz associé bien sûr à un diviseur de fréquence. C'est d'ailleurs en jouant sur le rapport de ce diviseur que l'on pourra sélectionner

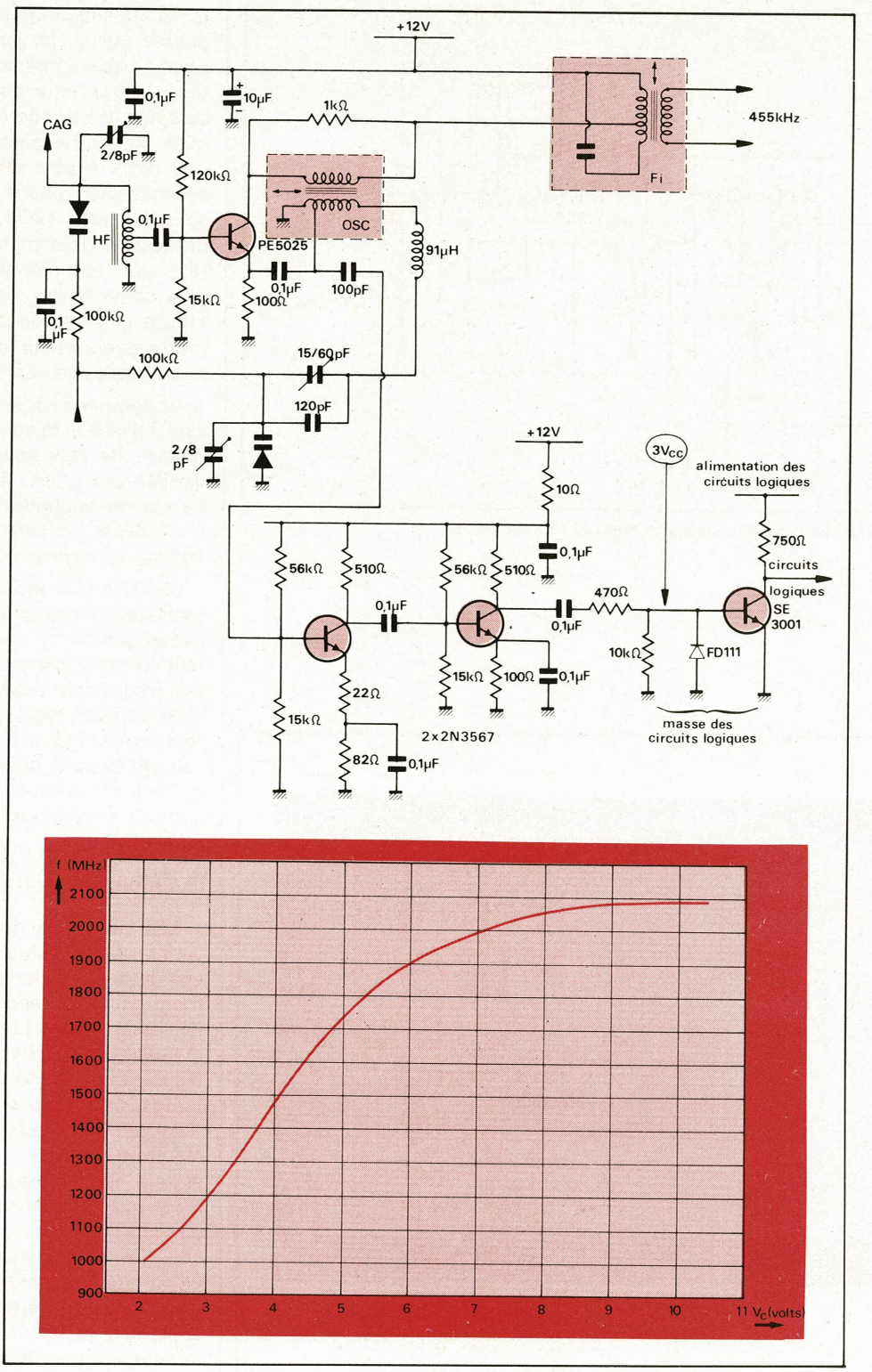


Fig. 6 : Un VCO pour tuner AM digital (gamme P.O.). Là aussi, la courbe de transfert n'est pas linéaire.

différentes vitesses de rotation, sans avoir recours à des solutions mécaniques.

Le comparateur de phase

Un comparateur de phase idéal délivrerait une tension continue rigoureusement proportionnelle à l'écart de phase existant entre les signaux présents sur ses deux entrées. Dans la pratique, deux sortes de comparateurs de phase sont employés : l'un est un multiplieur ou modulateur en anneau, l'autre est une porte logique. L'intérêt de ces circuits réside dans le fait qu'ils acceptent des signaux de formes assez approximatives, et qu'ils fonctionnent fort bien en signaux rectangulaires. Le signal de sortie de ces circuits n'est pas une tension continue, mais un signal alternatif, au sens général du terme, dont l'intégration par le filtre passe-bas fournira une tension approximativement continue, voisine de ce que délivrerait le comparateur idéal.

1) Le comparateur de phase utilisant un modulateur en anneau

Ce type de comparateur de phase se rencontre surtout dans les circuits intégrés spécialement conçus pour être utilisés dans des montages PLL (560, 561, 562, 565 etc.), (voir **fig. 7**).

L'étage d'entrée formée par les transistors Q_1 et Q_2 peut être considéré comme un amplificateur différentiel dont les résistances de collecteur sont Rc_1 et Rc_2, de valeur Rc, et dont le gain

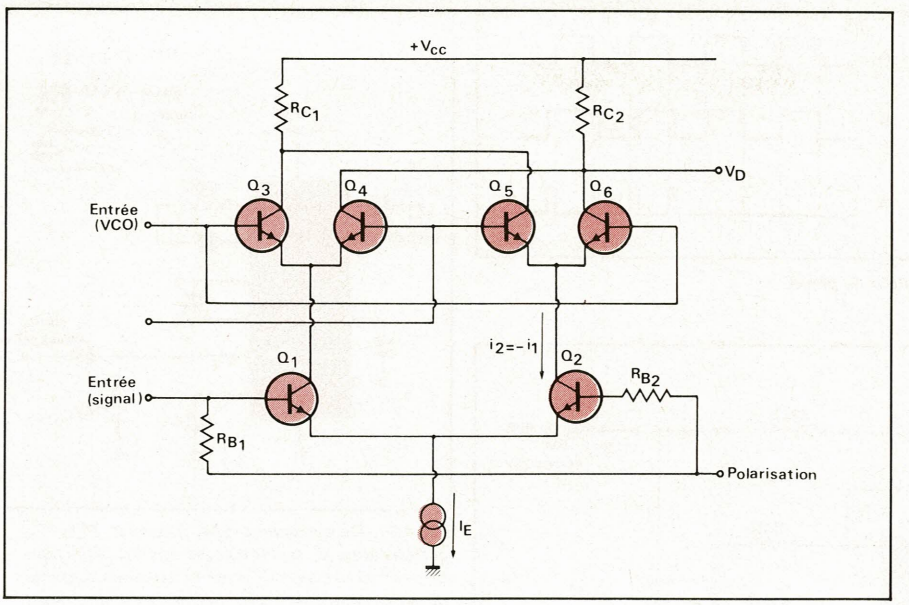


Fig. 7 : Un modulateur en anneau utilisé en comparateur de phase.

différentiel à l'équilibre est le rapport de Rc à la résistance d'émetteur R_E de Q_1 et Q_2.

L'étage de commutation, fermé par Q_3 et Q_6 est alternativement bloqué et saturé par les signaux carrés provenant du VCO. Comme le courant de collecteur de Q_2 varie en sens contraire du courant collecteur de Q_1, la commutation a pour effet de multiplier la tension de sortie de l'étage différentiel par + 1 puis par – 1. Autrement dit, si la base de Q_4 est positive, Rc_2 reçoit un courant i_1 et lorsque c'est la base de Q_6 qui est positive Rc_2 reçoit un courant $i_2 = -i_1$.

2) Le comparateur de phase utilisant une porte logique

La **figure 8** donne l'exemple d'un comparateur de phase utilisant une porte « OU exclusif ». On constate que la sortie S ne délivre des créneaux que lorsqu'il existe une erreur de phase entre A et B et que la largeur de ces créneaux dépend de l'importance de cette erreur de phase. Ce signal, appliqué au filtre passe-bas, fournira donc une tension de consigne correcte pour le VCO. Ce type de comparateur se rencontre dans les circuits intégrés PLL de type CMOS et dans les montages à composants discrets, en raison de sa simplicité de mise en œuvre.

Un exemple de circuit PLL complet

La **figure 9** donne un schéma de circuit PLL facile à réaliser avec un boîtier LM 3900 (NS) contenant quatre amplis opérationnels. Trois d'entre eux sont utilisés dans les fonctions de comparateur de phase d'une part, de trigger et d'intégrateur pour le VCO d'autre part. Ce montage convient fort bien pour expérimenter dans le domaine des fréquences ne dépassant pas quelques kHz.

Deux exemples de démodulateurs pour récepteurs

Nous avons déjà signalé que la démodulation de signaux radio était l'un des domaines d'élection des circuits PLL. Les deux montages qui vont être présentés ici sont respectivement un démodulateur FM et un détecteur AM du type « synchrodyne ».

1) Démodulateur FM à circuit PLL

La **figure 10** montre un schéma de démodulateur FM utilisant un circuit de type 560 B (Signetics). Ce circuit monolithique contient tous les éléments constitutifs d'une boucle PLL capable de fonctionner jusqu'à 30 MHz, voire 60 avec un branchement particulier. Des composants RC extérieurs permettent de fixer les caractéristiques de la boucle. Des étages tampon sont prévus sur le chip afin de simplifier les problèmes d'interface. Ce montage se prête fort bien à une démodulation de signaux de radiodiffusion FM, à la fin d'une chaîne FI 10,7 MHz.

En modifiant les caractéristiques du filtre passe-bas, on pourrait envisager une démodulation FM à bande étroite (radiotéléphonie).

2) Détecteur AM synchrodyne à circuit PLL

Comme son nom l'indique, le détecteur synchrodyne s'oppose au circuit hétérodyne en ce que la fréquence de l'oscillateur local est exactement égale à celle du signal modulé. La détection AM s'effectue en amenant en phase ou en opposition de phase le signal modulé en amplitude et ce même signal porteur, ramené à une amplitude constante. Ces deux signaux, appliqués à un détecteur de produit, permettant d'obtenir l'information démodulée avec une linéarité exceptionnelle.

Le montage de la **figure 11** fait appel à un circuit PLL pour reconstituer la porteuse non modulée. Le circuit 561 B (Signetics) contient une partie PLL identique à celle du 560 B déjà utilisé, complétée par un détecteur de produit. Le circuit de la **figure 11** est donc un récepteur AM complet, auquel il suffit d'ajouter un amplificateur apériodique d'entrée pour obtenir une sensibilité en rapport avec le signal à recevoir.

Démodulation de signaux de télémesure

Lors des essais en vol d'équipements aéronautiques ou spatiaux, il est nécessaire soit de retransmettre au sol au moyen d'une voie radio les différents paramètres intéressants à mesurer, soit de les enregistrer à bord sur une bande magnétique qui sera dépouillée en temps différé. Dans les deux cas, les paramètres analogiques, qui sont représentés par des tensions continues variables sont codés en modulation de fréquence sur des sous porteuses BF qui sont ensuite appliquées à l'émetteur radio ou à l'enregistreur magnétique. On s'assure de la sorte une transmission fidèle de l'information, même si sa vitesse de variation est trop lente pour rentrer dans la

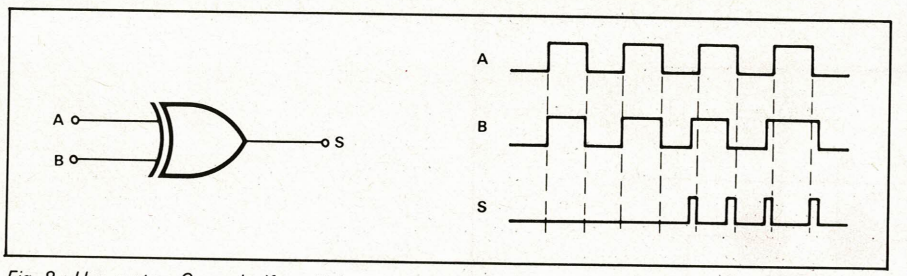


Fig. 8 : Une porte « Ou exclusif » utilisée en comparateur de phase.

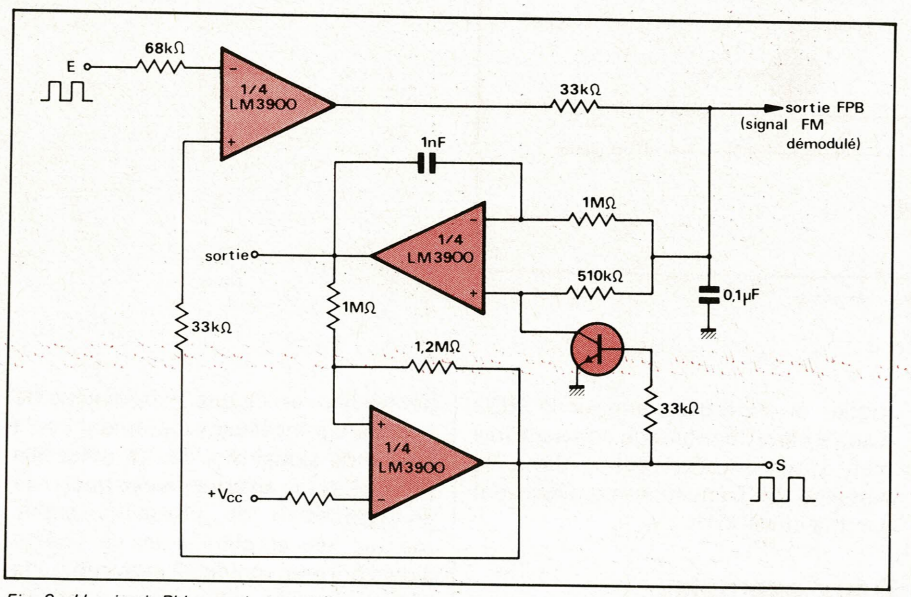


Fig. 9 : Un circuit PLL pour basses fréquences utilisant 3 amplis opérationnels.

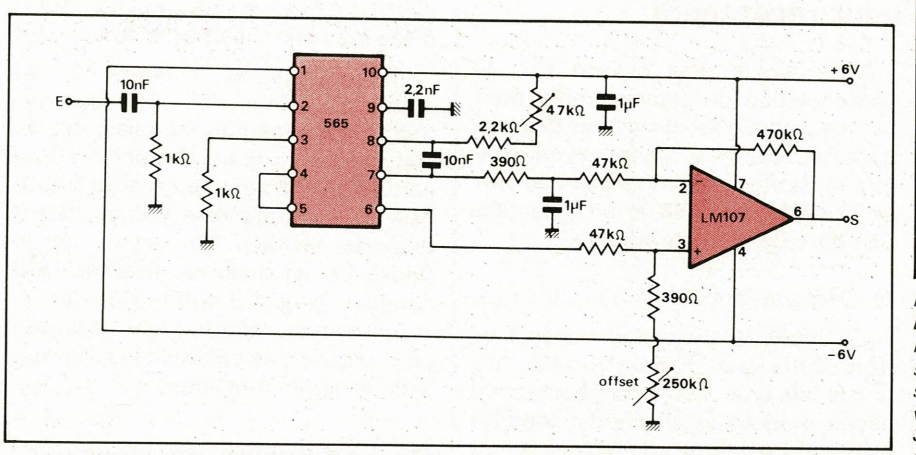


Fig. 12 : Démodulateur voie IRIG numéro 13 à circuit PLL.

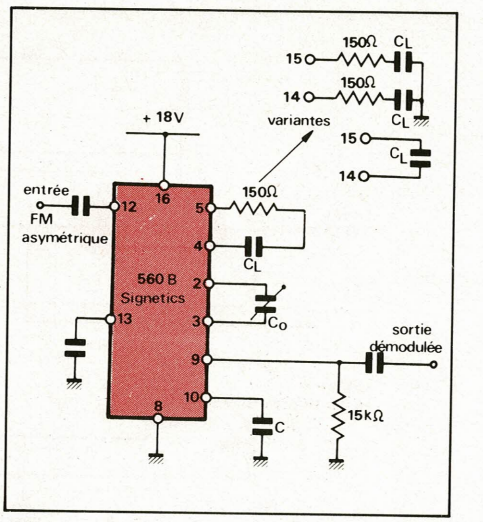


Fig. 10 : Démodulateur FM à circuit PLL. Le condensateur C_L du filtre passe-bas est défini par : $C_L = 1330 / \Delta f$, avec C_L en µF et Δf (bande passante du signal démodulé) en Hz. Le condensateur Co sert à l'accord du VCO sur la porteuse ; sa valeur en pF est donnée par Co = 300 / f (en MHz). Le condensateur C de désaccentuation est égal à τ / 8000.

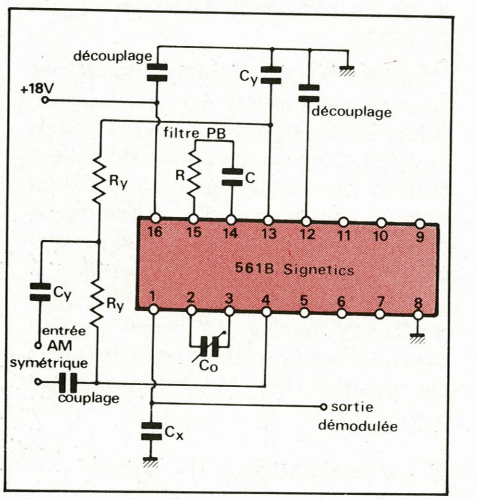


Fig. 11 : Détecteur AM synchrodyne à circuit PLL. Le consensateur de couplage a approximativement la même valeur que ceux servant au découplage, à savoir 0,1 µF. La résistance R est nulle et le condensateur C égal à 10 nF pour la gamme P.O. Co servant à l'accord du VCO est égal, en pF, à : Co = 300 / f (en MHz). Le condensateur $C_Y = 1,3 . 10^{-4} / f$, avec Cy en pF et f en Hz. La résistance Ry vaut 2700 Ω. Le condensateur Cx enfin sert de filtre de bande passante (résistance interne 8 kΩ).

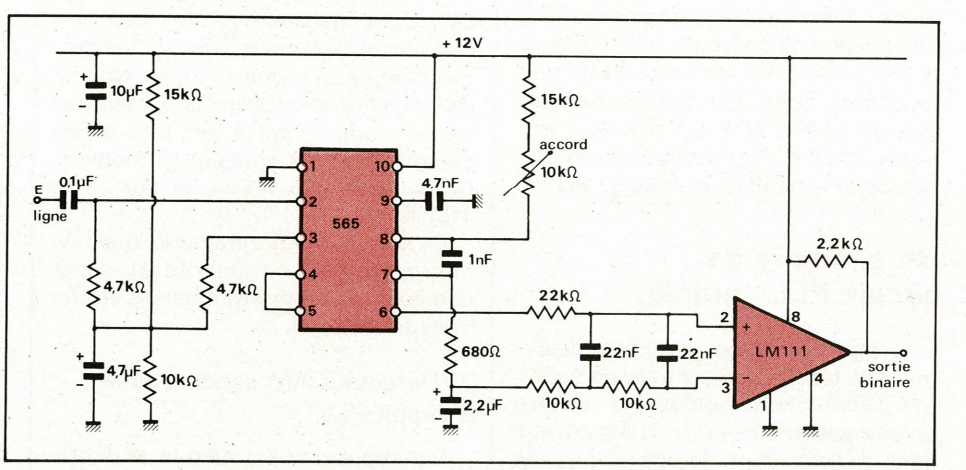


Fig. 13 : Démodulateur FSK (2025 / 2225 Hz).

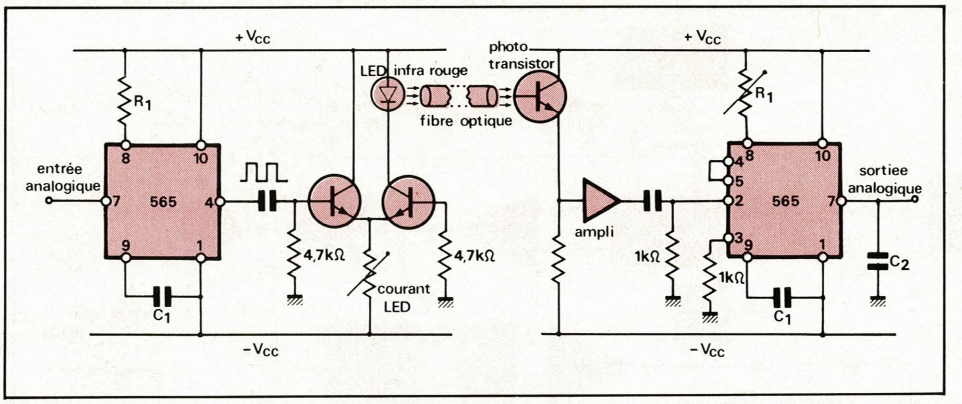


Fig. 15 : Transmission de signaux analogiques sur fibre optique. Le condensateur C_2 sert au filtrage en sortie. La résistance ajustable R1 est utilisée pour l'alignement du récepteur.

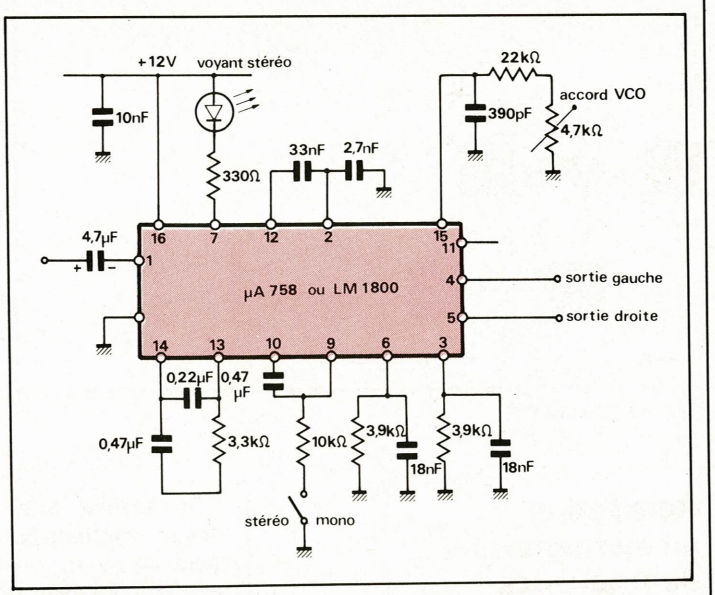


Fig. 14. – Un décodeur stéréo sans bobinage, à circuit PLL. La sortie 11 du circuit est le point de test 19 kHz.

bande passante de la transmission radio ou de l'enregistrement magnétique.

De plus, un multiplexage permet de transmettre facilement plusieurs voies de mesure sur une seule voie radio. Les sous-porteuses utilisées sont normalisées en un standard nommé IRIG, et s'échelonnent de 400 Hz à 200 kHz. La **figure 12** donne un schéma simple de démodulateur accordé sur la sous-porteuse n° 13. Les caractéristiques de ce canal 13 sont les suivantes :

- fréquence centrale : 14,5 kHz
- excursion max. : ± 7,5 %
- bande de mesure : 220 Hz.

Dans le circuit de la **figure 12,** la démodulation est assurée par un circuit de type 565, capable de fonctionner jusqu'à 500 kHz, suivi d'un ampli opérationnel LM 107 chargé d'amplifier le signal et de lui permettre d'évoluer de part et d'autre du zéro volt lorsque la fréquence varie de part et d'autre de la fréquence centrale.

Démodulation de signaux FSK (Frequency Shift Keying)

La modulation de type FSK est largement utilisée dans les « modems » destinés à transmettre des informations binaires sur des lignes téléphoniques. Le zéro et le un logique sont représentés chacun par une fréquence BF capables de parcourir le réseau téléphonique commuté dont la largeur de bande est d'environ 3 kHz par canal (bande passante 300 à 3 400 Hz dans le cas le plus fréquent). On adopte généralement des fréquences de 2 025 et 2 225 Hz, comme dans le montage représenté **figure 13,** dont la vitesse de transmission peut atteindre 300 bauds.

Le montage se rapproche de celui de la figure 12, à ceci près que le signal décodé étant binaire, l'ampli de sortie fait place à un comparateur, ceci autorisant l'alimentation sous une tension unique de 12 V. On remarquera que, si les composants déterminant la fréquence de fonctionnement du VCO ont été modifiés dans le sens d'une fréquence plus basse, ceux du filtre de sortie ont évolué vers une bande passante plus large, nécessaire à une bonne reproduction des signaux rectangulaires à 300 bauds.

Ce même montage peut servir à lire des messages binaires enregistrés par un circuit similaire (565 fonctionnant en VCO) sur un simple magnétophone à cassettes utilisé dès lors en mémoire de masse.

Décodage de signaux multiplex stéréo

Le décodage des signaux de radiodiffusion stéréo multiplex exige la reconstitution de la sous-porteuse de 38 kHz supprimée à l'émission, à partir d'un signal pilote à 19 kHz incorporé au signal composite. Le signal 38 kHz reconstitué doit être très exactement en phase avec le pilote, donc avec la sous-porteuse de l'émetteur. Une telle reconstitution de signal est tout à fait à la portée de circuits PLL. Le schéma de tels montages est beaucoup plus simple que ceux faisant appel à des éléments LC en tant que filtres ou doubleurs de fréquence. La **figure 14** donne un schéma pratique utilisant le µA 758 Fairchild ou son équivalent, le LM 1800 National. Le seul réglage nécessaire est l'accord précis du VCO interne, qui se fait par potentiomètre. On notera que, comme tout décodeur stéréo, ce montage présente un seuil de tension d'entrée en-deçà duquel le décodage ne se fait pas. Ce seuil est ici d'environ 800 mV à 1 V.

Transmissions analogiques par fibres optiques

La **figure 15** montre un ensemble émetteur-récepteur optoélectronique utilisant la modulation de fréquence pour transmettre des informations

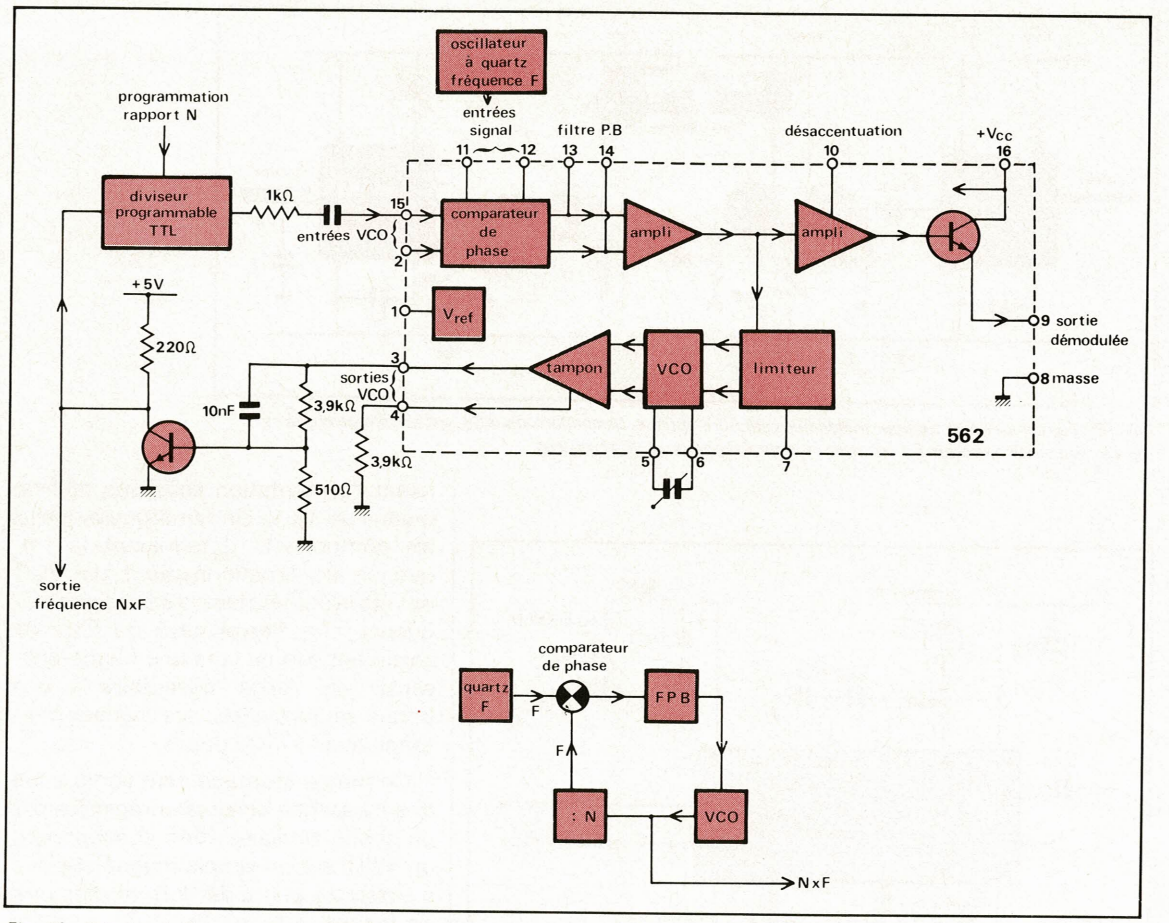


Fig. 16 : Principe de l'ouverture de la bande pour réaliser un synthétiseur.

analogiques au moyen d'impulsions de lumière infrarouges se propageant sur une fibre optique. L'avantage de ce procédé est un isolement galvanique total entre émetteur et récepteur et une insensibilité quasi parfaite aux parasitages les plus sévères. Le circuit 565 de l'émetteur est utilisé en tant que simple VCO pour moduler en fréquence le signal rectangulaire qui, amplifié, est appliqué à la LED émettrice. Les éléments R_1 et C_1, qui fixent la fréquence centrale du VCO seront choisis en fonction de la largeur de bande du signal analogique à transmettre.

Le circuit 565 du récepteur est monté en démodulateur FM précédé d'un ampli adapté aux performances souhaitées pour la liaison. Son VCO est accordé par les mêmes éléments R_1 et C_1, qui fixent la fréquence centrale du VCo seront choisis en fonction de la largeur de bande du signal analogique à transmettre.

Le circuit 565 du récepteur est monté en démodulateur FM précédé d'un ampli adapté aux performances souhaitées pour la liaison. Son VCO est accordé par les mêmes éléments R_1 et C_1 que l'émetteur. Après filtrage par le condensateur C_2 (fixé lui aussi par la largeur de bande à transmettre), l'information analogique reconstituée est disponible en sortie du montage.

Réalisation de synthétiseurs de fréquence

Le principe de base d'un synthétiseur de fréquence est le suivant : possédant une référence de fréquence très stable (quartz par exemple), on veut générer d'autres fréquences avec la même stabilité. Les circuits PLL permettent de remplir cette fonction en ouvrant la boucle d'asservissement et en y introduisant un diviseur programmable. La **figure 16** donne un schéma de principe et un schéma d'application avec le circuit 562 dont la liaison VCO – comparateur de phase se fait extérieurement, laissant de la sorte le loisir de la remplacer par tout circuit adéquat. Le comparateur de phase recevant sur l'une de ses entrées une fréquence F (référence), il pilote le VCO de façon à amener la même fréquence F sur son autre entrée, c'est-à-dire à la sortie du diviseur par N. Par conséquent, la fréquence à l'entrée de ce diviseur, donc en sortie du VCO sera N x F. On obtient ainsi facilement toute fréquence multiple de la fréquence de référence F. Si le pas de variation de la fréquence de sortie doit être inférieur aux fréquences réalisables au moyen d'oscillateurs à quartz, on peut faire suivre ceux-ci d'un autre diviseur qui fixe ainsi la résolution de l'appareil.

On réalise ainsi des oscillateurs locaux synthétisés pour récepteurs radio, ce qui nous renvoie aux études de VCO publiées dans un précédent article de cette série.

Conclusion

En rappelant les principes de base régissant le fonctionnement des circuits PLL, puis en donnant des schémas possibles pour la réalisation des sous-ensembles de tels circuits, et enfin en décrivant quelques exemples d'utilisation pratique, nous espérons avoir redonné aux expérimentateurs l'idée de faire appel à cette technologie, que ce soit en partant de circuits intégrés spécifiquement destinés à cet usage, ou tout simplement de produits de grande diffusion tels les amplificateurs opérationnels.

Patrick Gueulle

Cliché Michel Antonioli

Les faisceaux hertziens

En septembre 1794, le télégraphe aérien de Chappe faisait passer de Lille à Paris (16 stations situées sur des points hauts), la dépêche qui annonçait la prise de Condé par les armées de la République... grâce au beau temps, la transmission des signaux s'était effectuée dans le délai record de deux minutes ! Bientôt, pour franchir les 116 stations télégraphiques de Paris à Toulon, les nouvelles allaient se propager en vingt minutes, quand, du moins, les circonstances météorologiques se montraient favorables. A l'époque, on parla de miracle technique.

De nos jours, la moindre communication téléphonique interurbaine emprunte, soit la voie des grands câbles coaxiaux souterrains, soit celle des ondes radio. Ces dernières, retransmises par tous les temps, de tour hertzienne en tour hertzienne, se propagent dans l'air à la vitesse de 300 000 km à la seconde. Mais personne n'y voit de miracle, tant le fait est devenu habituel et invisible.

Nous commencerons cet article par un large tour d'horizon où nous décrivons ce que sont les faisceaux hertziens, et nous reviendrons dans le détail, pour les techniciens que sont nos lecteurs, en insistant davantage sur les problèmes d'infrastructure et les moyens techniques mis en œuvre pour l'édification, le fonctionnement et l'entretien des stations hertziennes. Pour conclure, nous rendrons compte de la visite que nous avons effectuée pour nos lecteurs, au centre hertzien de Lyon-Chassieu, récemment mis en service, et qui est un exemple dernier cri de la technique moderne en matière de Télécommunications.

Les hommes et les femmes de notre temps éprouvent le besoin de communiquer toujours davantage pour leurs affaires et dans leurs relations amicales et familiales. Le téléphone, le télex, la téléinformatique leur offre la possibilité de conserver entre eux, ou d'échanger des textes ou des informations codées, avec une qualité de transmission excellente, et quelle que soit la distance qui sépare les correspondants. De plus en plus nombreux sont les clients des Télécommunications, et ceux qui aspirent à le devenir. Le trafic est en croissance très forte. Mais comment sont atteintes les performances remarquables de ces moyens qui mettent en relation, souvent en quelques dizaines de secondes, deux quelconques parmi les millions d'abonnés du réseau, après la simple manœuvre d'un cadran d'appel ou d'un clavier ?

La technique des « télécomm » est pleine de mystères. L'apparition de composants infiniment petits, ainsi qu'une plus grande maîtrise des hautes fréquences ont ouvert de nouvelles voies. Invisibles, parce qu'enterrés comme les câbles ou utilisant des ondes immatérielles, miniaturisés, protégés de l'humidité et de la poussière, les équipements sont fragiles, coûteux, d'un maniement délicat. Leur maintien en bon état de fonctionnement demande un personnel compétent et exercé.

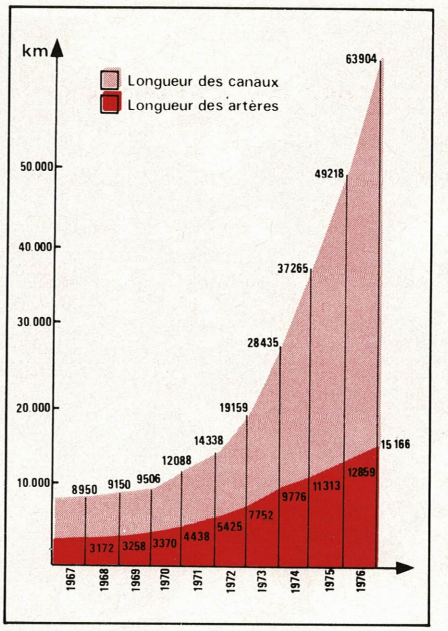
Ainsi constate-t-on ce paradoxe d'un accroissement prodigieux des besoins en moyens de télécommunications et d'une grande difficulté à percevoir et accepter les contraintes qui sont inhérentes à cette technique très complexe.

L'obscurité engendre les malentendus. Aussi faut-il informer. Tel est le but de cet article sur les faisceaux hertziens. Nous dévoilerons certains aspects de ce moyen de transmission à distance, que chacun de nous utilise souvent sans le savoir et sans le connaître.

Les moyens de télécommunications

Depuis quelques années, des tours et des pylônes sont édifiés par la DTRN en des lieux élevés du territoire. La raison d'être de ces constructions est souvent mal connue. Elles constituent le support de l'un des moyens modernes de télécommunications : le faisceau hertzien, l'autre moyen utilisé pour l'écoulement du trafic étant le câble souterrain.

Les faisceaux hertziens assurent la propagation des signaux de télécommunications sous forme d'ondes radio. Dans les câbles souterrains, la transmission se fait à l'aide de conducteurs métalliques, sous forme de courants électriques.



Les deux techniques utilisées, câble et voie radio, sont complémentaires. Leurs domaines, respectifs dépendent du volume du trafic à écouler, de la géographie des zones à équiper, et de nombreuses contraintes liées à la technique, à l'exploitation et à la sécurité du réseau. En 1977, les 2/3 des circuits téléphoniques français empruntaient des câbles et 1/3 des faisceaux hertziens.

Ce partage évolue dans le sens d'une plus grande importance accordée aux faisceaux hertziens. Depuis 1970, leur développement a été considérable, tant afin d'assurer un meilleur équilibre entre les techniques utilisées que pour faire face à la croissance du trafic. La longueur des artères nouvelles réalisées a été en 1976 de 2300 km. L'objectif est d'atteindre la situation de certains pays étrangers (50 % câbles, 50 % faisceaux).

Les faisceaux hertziens

Pour transmettre les signaux de télécommunications : téléphone – télex – téléinformatique, les faisceaux hertziens utilisent des ondes ultra-courtes, c'est-à-dire à très hautes fréquences, acheminées par voie radio dans l'atmosphère, sans autre support matériel que les antennes d'émission et de réception : il s'agit d'ondes centimétriques. Comme les propriétés de ces ondes sont proches de celles de la lumière, la visibilité optique est indispensable entre les antennes, ce qui implique d'installer les stations qui les supportent (tours ou pylônes) sur des points hauts. Une liaison hertzienne à grande distance est donc constituée par une série de stations, visibles les unes des autres, présentant un bon dégagement radio, et espacées d'une cinquantaine de km en l'état actuel des techniques, chacune recueillant le signal émis par la station précédente, l'amplifiant et le réémettant vers la station suivante.

Les fréquences

Nous savons que les fréquences trop proches se brouillent mutuellement. De nombreux services ont recours à elles pour effectuer des transmissions téléphoniques, télégraphiques, de radio ou de T.V., en particulier par satellite ou par faisceau hertzien. Pour éviter les interférences, il est nécessaire de partager la gamme des fréquences entre ces services et ces techniques en affectant des bandes de fréquences, à tel ou tel usage.

Sur le plan mondial, c'est l'Union Internationale des Télécommunications (UIT) dont le secrétariat siège à Genève, qui répartit le spectre des fréquences en fonction des diverses utilisations possibles. Cette répartition est effectuée au sein du Comité Consultatif International des Transmissions Radioélectriques (CCITR). A l'échelon national, sous l'égide du Comité de Coordination des Télécommunications (CCT), le comité mixte des fréquences distribue les bandes entre les parties prenantes, de façon à éviter toute gêne entre les utilisateurs.

Dans le cadre des fréquences qui lui sont attribuées, la DTRN utilise pour les liaisons hertziennes six plans de fréquences situés entre 4 et 13 GHz, qui correspondent à des longueurs d'ondes comprises entre 7,5 et 2,3 cm. Il est possible également de réaliser des canaux à 960 voies, en accord avec TDF, dans la bande des 8 GHz (1 GHz = 1 milliard d'oscillations/seconde).

En outre, des liaisons à moyenne capacité (30 - 120 voies) sont réalisées par les Directions Régionales dans la bande des deux gigahertz et dans la bande des 15 GHz. Les voies sont groupées par « canal ». Plusieurs canaux sont placés dans chaque bande de fréquences.

Sur un parcours donné, la pleine utilisation d'un faisceau hertzien peut fournir actuellement 42 000 et bientôt 57 000 liaisons téléphoniques, ce qui est assez impressionnant, mais du même ordre de grandeur que le nombre de voies de télécommunications possibles sur une artère en câble coaxial.

Bande de fréquences	Nombre de canaux et de voies
7 GHz	3 canaux de 600 voies
4 GHz	5 canaux de 1260 voies
8 GHz	5 canaux de 1260 voies
6 GHz	6 canaux de 1800 voies
11 GHz	En cours d'étude = 15000 voies environ
6,5 GHz	7 canaux de 2700 voies
13 GHz	6 canaux de 720 voies

SPECTRE DE REPARTITION DES FREQUENCES

Fréquences en GHz	TELECOMMUNICATIONS	AUTRES UTILISATEURS
15,35		
	Liaisons régionales	
15,25		
14,5		
	Liaisons régionales	Radioastronomie
14,4		
13,25		
	720 voies par canal	Aviation civile - Divers
12,75		
11,7		
	1920 voies par canal	Aviation civile Télédiffusion de France Utilisateurs particuliers
10,7		
8,500		
	1260 voies par canal	Forces armées TDF (Utilisateur prioritaire)
8,025		
7,750		
	600 voies par canal et transmission de données	TDF - Forces armées Services techniques Navigation aérienne
7,110		
	2700 voies par canal	
6,425		
	1800 voies par canal	
5,925		
4,200		
	1260 voies par canal	TDF
3,300		
2,300		
	Liaisons régionales	Forces armées
2,100		
1,912		

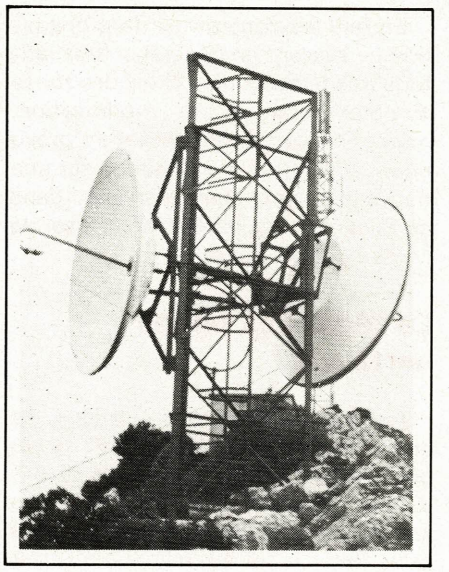


Photo 1. – Relais passif de Lesquerdes. Situé sur la liaison Perpignan-Saint-Paul-de-Fenouillet, dans la commune de Lesquerdes, à 546 m d'altitude, ce relais passif a été mis en service en 1970. Il se compose de deux antennes dirigées l'une sur Perpignan, l'autre sur Saint-Paul-de-Fenouillet. ***(Cliché DTRN).***

Photo 2. – Tour hertzienne de Oberhausbergen. La tour de Oberhausbergen, située près de Strasbourg, a été mise en service en 1974. Elle est haute de 58 m et permet de relier à Strasbourg les villes de Roeschwoeg, Wissembourg, Haguenau, Saverne, Ingwiller, Schirmeck, Sarre-Union. Des liaisons de grande capacité vers Nancy et Mulhouse sont prévues en 1979 ***(Cliché DTRN).***

Les contraintes de propagation

Les antennes émettent une partie de leur puissance en dehors de la direction utile. Il est nécessaire de supprimer les effets néfastes de ce rayonnement marginal. Le remède consiste en un découplage angulaire de l'ordre de 50° entre les antennes d'une même tour ou d'un même pylône, qui travaillent sur un même plan de fréquence. Cette disposition entraîne une limitation du nombre des antennes, et par conséquent, une réduction des possibilités de développement du réseau téléphonique à partir d'une tour donnée.

Au maximum, huit directions seulement peuvent être visées. Pour permettre un fonctionnement normal des différentes liaisons radio, les faisceaux hertziens doivent respecter les limites des couloirs réservés qui leur sont ainsi assignés. Il s'agit là d'une règle impérative.

Le rayonnement utile, c'est-à-dire la partie du rayonnement d'une antenne qui est reçue par l'antenne suivante d'une liaison n'occupe pas, dans l'espace, un volume cylindrique, mais un volume en forme d'ellipse, dit « ellipsoïde de Fresnel ». Les itinéraires des faisceaux hertziens doivent être choisis avec grand soin afin de limiter les brouillages entre stations voisines qui se traduisent, en particulier, par des bruits parasites. L'altitude des antennes est déterminée de façon à assurer la visibilité optique et le dégagement de l'ellipsoïde de Fresnel tout en laissant la possibilité de construire des immeubles de 25 mètres, sauf dans le voisinage immédiat des stations.

Si l'on considère tous les risques de perturbations entre les liaisons qui occupent un même plan de fréquences : faisceaux hertziens nationaux et des pays limitrophes, télécommunications par satellite et stations terriennes associées, on conçoit que de grandes précautions sont à prendre, lors de l'étude des itinéraires, pour assurer une bonne propagation des ondes. Les calculs nécessaires sont nombreux et très complexes.

En fait, les contraintes de propagation ne laissent en général qu'une latitude très faible pour le choix des zones d'implantation. Toute modification, même limitée, de l'emplacement prévu pour l'édification d'une station sur une nouvelle liaison peut entraîner, dans certains cas, la remise en cause de l'ensemble du projet.

Le règle des bonds hertziens

A chaque station, tour ou pylône, les ondes reçues à un niveau très faible ont besoin d'être amplifiées avant d'être réémises pour un nouveau « bond » vers la station suivante. Mais pour éviter la gêne (analogue à l'effet Larsen), il est exclu de recevoir et d'émettre sur la même fréquence. L'émission et la réception se font sur deux fréquences distinctes l'une « haute » et l'autre « basse » qui alternent à chaque bond.

Il en résulte qu'une station émet soit en fréquence haute, soit en fréquence basse, pour toutes les liaisons hertziennes, existantes ou futures, utilisant la même bande de fréquence. Cette contrainte, très importante, fixe la parité du nombre de bonds dans un réseau « maillé ». Lorsque les extrémités d'une liaison sont des stations de même type, par exemple à émission à fréquence haute, le nombre de bonds doit être pair. Dans le cas contraire, il sera donc impair.

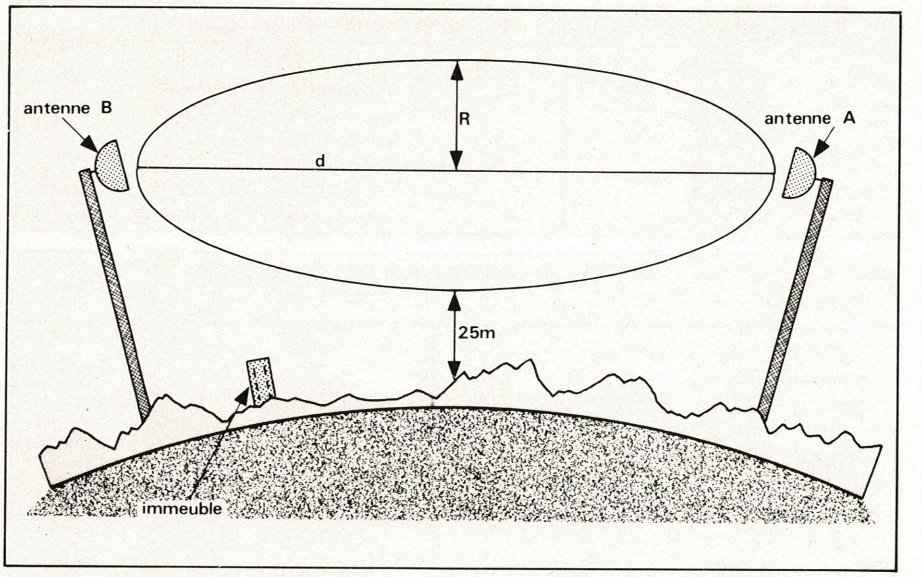
La qualité des équipements

Lorsqu'un itinéraire hertzien a été calculé, il reste à construire et à équiper les stations de la chaîne aux emplacements déterminés pour tenir compte des contraintes multiples et très sévères qui doivent être respectées.

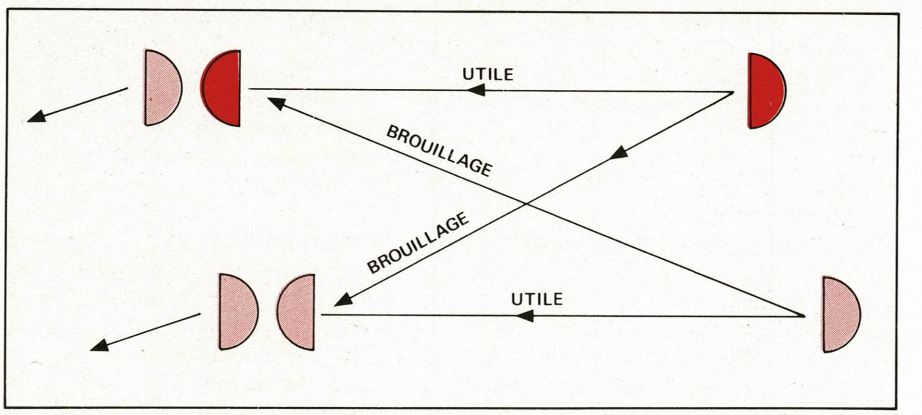
En règle générale, les pylônes « haubanés » qui sont légers ainsi que les pylônes « autoporteurs » un peu plus encombrants conviennent pour les liaisons de faible et moyenne importance. Ils supportent peu d'antennes. Les tours, jadis en maçonnerie, et maintenant en béton armé sont adoptées dans les autres cas lorsque le nombre des liaisons et les fréquences utilisées exigent des antennes nombreuses et plus volumineuses.

Le type des antennes est lié à la capacité des canaux transmis. Depuis peu, des antennes large bande sont utilisées, qui permettent d'acheminer une gamme de fréquences beaucoup plus importante.

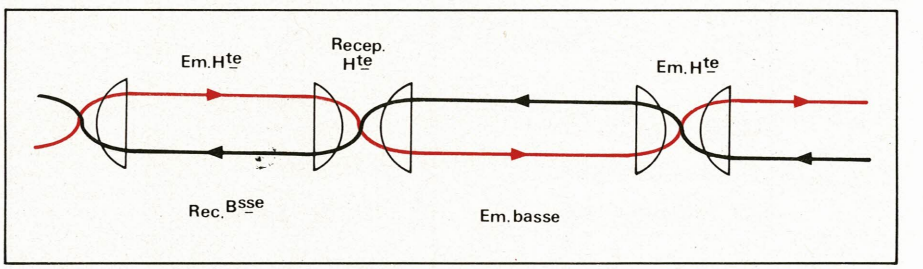
Le nombre des plate-formes qui portent les antennes est déterminé



Ellipsoïde de Fresnel : $R = 0{,}5\sqrt{\lambda . d}$ avec λ = longueur d'onde.



Brouillage entre liaisons : représentation du phénomène de brouillage entre liaisons voisines.



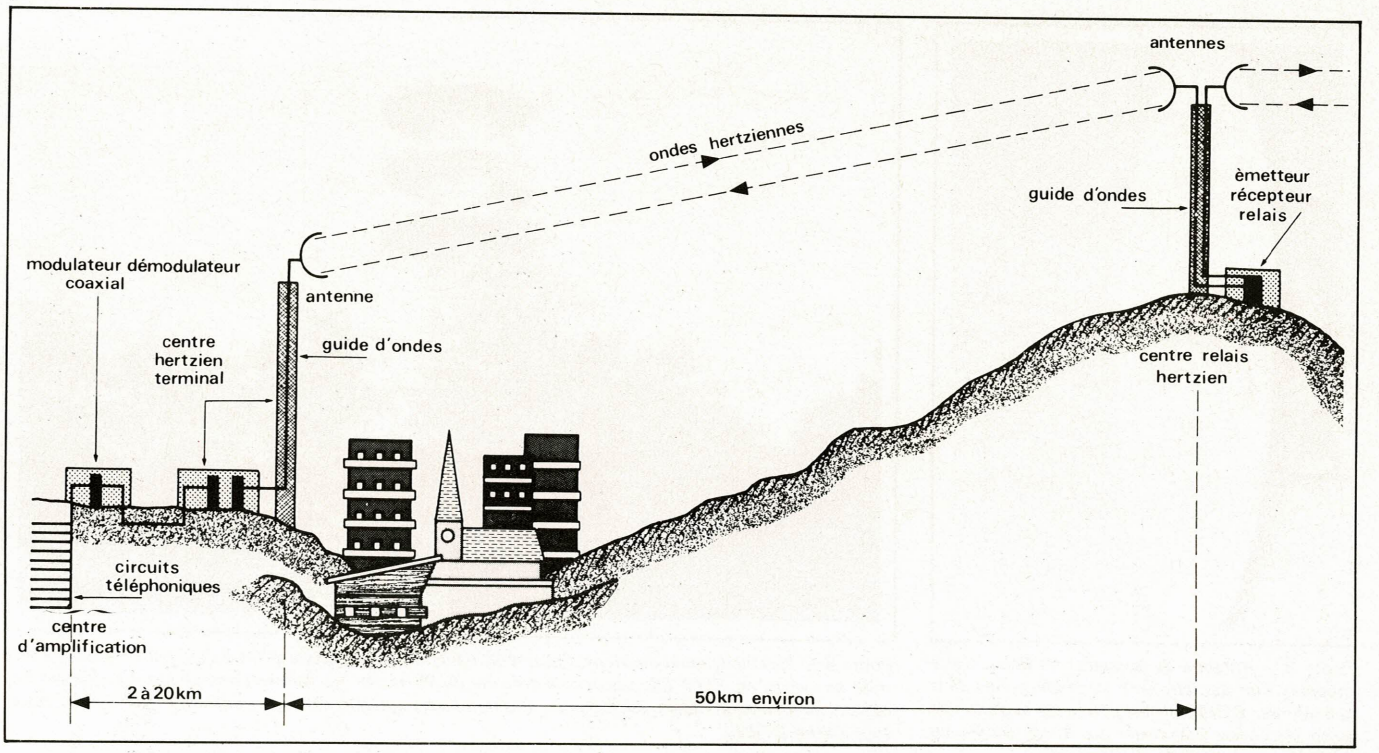
Parité du nombre de bonds hertziens.

d'après les perspectives d'évolution du réseau hertzien, de telle manière qu'on puisse, ultérieurement, sans modification de l'ouvrage, installer des antennes supplémentaires et augmenter ainsi les possibilités de transmission.

Chaque station abrite aussi des équipements d'émission, de réception, et des générateurs d'énergie. Les jonctions entre les antennes et les équipements sont assurées par des guides d'ondes, à section rectangulaire ou maintenant elliptique, qui sont aussi courts que possible en vue de limiter l'affaiblissement des signaux qu'ils transmettent. Pour tenir compte de ces pertes qui croissent avec la fréquence utilisée, les salles d'équipement doivent être situées le plus près possible des antennes : au pied de la construction, ou bien juste au-dessous des plates-formes portant les antennes et, bientôt, à leur niveau.

Le rapprochement des antennes et des équipements est rendu nécessaire par l'élargissement des plans de fréquence utilisés que permet l'amélioration des qualités et des performances du matériel. Cette évolution a été rendue possible par la miniaturisation et l'allègement des équipements qui sont liés à l'utilisation systématique des transistors.

Le matériel doit être très sûr, la fiabilité doit être élevée. Sa conception et ses perfectionnements exigent des recherches importantes et continues. Sa fabrication impose de multiples



Principe d'une transmission téléphonique par faisceaux hertziens.

précautions et une technologie de haut niveau. La qualité des composants doit être tout particulièrement soignée car tout défaut entraîne des perturbations graves dans le fonctionnement du réseau, surtout lorsqu'il s'agit de liaisons à grandes distances et à grande capacité.

La transistorisation des éléments réduit l'éventualité des pannes et des incidents ainsi que les interventions de maintenance, ce qui permet de multiplier les stations télésurveillées. Pour fixer les idées, le réseau français hertzien comprenait à la fin de 1976 : 450 stations dont 21 seulement avec du personnel.

Depuis une quinzaine d'années, l'évolution technique a permis d'obtenir une augmentation de la capacité des canaux. La qualité de l'exploitation a également été améliorée grâce à l'utilisation immédiate et automatique d'un canal de secours en cas de panne d'un canal normal. Les moyens de transmission par faisceaux hertziens ont ainsi augmenté considérablement grâce à l'amélioration d'ensemble du matériel.

Par exemple, la tour de Meudon qui avait été prévue à l'origine, il y a environ 25 ans pour assurer la transmission de 8 640 liaisons téléphoniques, en assure à présent près de 300 000.

L'implantation des tours

Pour ce qui le concerne, le service public des Télécommunications prend le plus grand soin de préserver les sites dans lesquels ses ouvrages sont implantés. L'évolution du parti architectural retenu ces dernières années traduit le souci, autant que faire se peut d'intégrer les constructions dans le paysage environnant.

A cette fin, les travaux d'étude des ouvrages sont menés en étroite collaboration avec des architectes aux références indiscutables, et la mise au point des projets est faite avec le concours des autorités intéressées (affaires culturelles, environnement, équipement...). Outre les télécommunications, plusieurs services de l'Etat, ministères des Armées, de l'intérieur, des transports, T.D.F. etc. exploitent des stations hertziennes.

Intégrer dans l'environnement

Les problèmes de coordination, notamment l'occupation des points hauts du territoire, et l'installation commune de plusieurs services sur les mêmes lieux, trouvent leur solution au sein du Comité d'étude de la répartition géographique des stations radioélectriques (CORESTA), où sont représentées les différentes administrations. Cet organisme, dont les responsabilités sont fixées par un arrêté interministériel du 11-4-1963, est obligatoirement saisi de tout projet d'implantation ou de transfert de station radio ainsi que de toute modification susceptible de gêner des tiers.

Le dossier de la station envisagée est soumis au conservateur régional des bâtiments de France, au directeur de l'Equipement, et au directeur de l'Aviation Civile concernés. Lorsque l'avis favorable du CORESTA est obtenu, les procédures propres à la réalisation de l'ouvrage sont engagées devant les commissions des sites et les commissions régionales des opérations immobilières et de l'Architecture (CROIA). C'est dire que les préoccupations relatives à l'environnement sont tout spécialement prises en considération : n'installe pas une tour qui veut !...

Une tour hertzienne constitue, c'est vrai, un élément insolite dans le paysage. Mais elle n'émet ni fumées, ni bruits, ni déchets. Elle facilite la communication entre les hommes et permet de mettre à leur disposition avec une qualité toujours meilleure, des moyens accrus d'échange de l'information et de la pensée.

Les grandes étapes du développement

Avec ses presque 13 000 km d'artères (à fin décembre 75) le réseau hertzien français représentait à l'époque près de 33 % des possibilités du trafic téléphonique interurbain.

Sans avoir atteint le niveau relatif trouvé dans d'autres pays tels l'Allemagne de l'Ouest ou l'Amérique du Nord, ce réseau constitue maintenant un ensemble harmonieusement charpenté susceptible encore de se développer. L'essentiel de sa mise en place est en effet assez récent, donc de

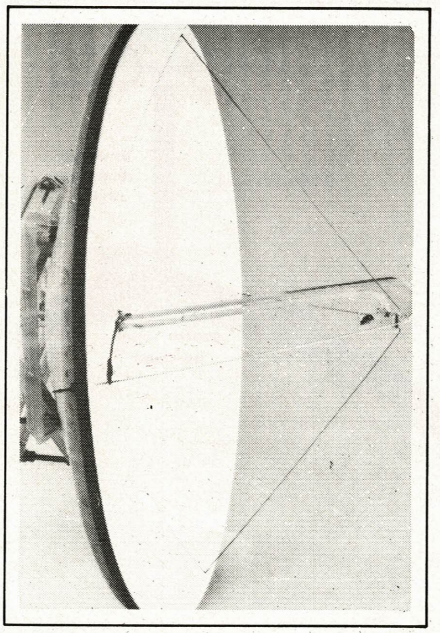


Photo 3. – Antenne de la station de Baho. Cette antenne, d'un diamètre de 2,50 m fonctionne dans la bande des 6 GHz. Elle est portée par la station de Baho (Pyrénées Orientales) qui a été édifiée en 1965 et dessert la ville de Perpignan. (Cliché DTRN).

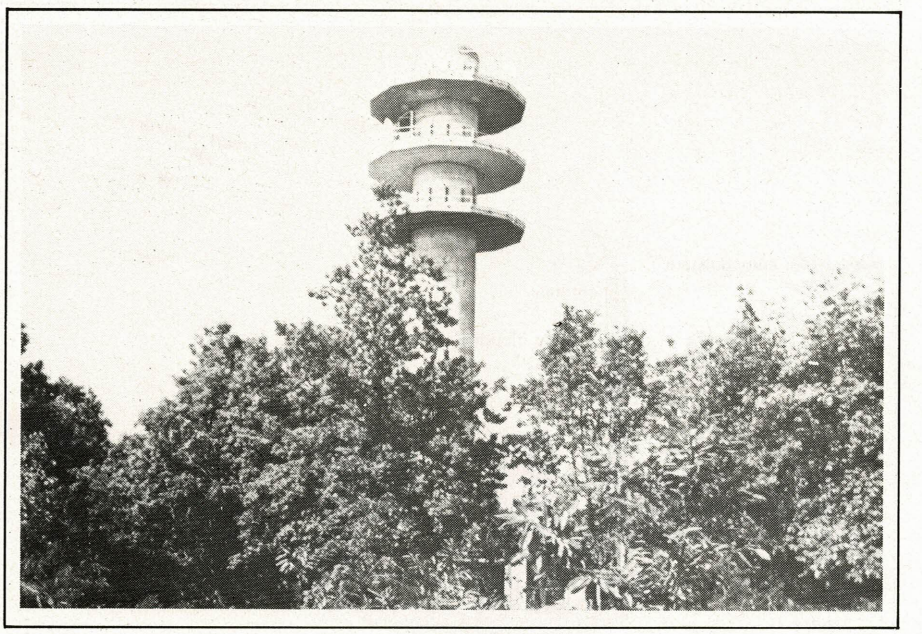


Photo 5. – Tour hertzienne du Mans. Cette tour, haute de 59 m, située sur la liaison Paris-Rennes, a été mise en service en 1973. Elle assurera la desserte du Mans par les liaisons Paris-Le Mans et Rennes-Le Mans. Les circuits de transmission de données de « l'autoroute électronique » de l'Ouest passent par cette tour (Cliché DTRN).

conception moderne, qu'il s'agisse des matériels qui l'équipent, ou des tours, pylônes et bâtiments qui en constituent l'infrastructure.

Il est surprenant de mettre l'accent sur l'aspect récent du réseau, alors que les débuts des faisceaux hertziens remontent à 24 ans (Paris- Lille en 1954 !) Il est encore plus surprenant de constater que ce qui subsiste des équipements ayant fonctionné avant 1970 n'écoule plus qu'une très faible partie du trafic hertzien actuel. Certes, les tours et bâtiments construits avant cette date continuent, pour la plupart à être utilisés : leurs possibilités d'adaptation aux équipements modernes sont étonnantes.

Rendons, à ce sujet, hommage aux pionniers qui ont su, à l'origine mettre en œuvre des solutions prévoyant l'avenir. Le développement des faisceaux n'a pas, depuis ses origines, connu une progression continue. Les années 1960 et 1970 correspondent à des tournants dans leur histoire.

Historique des faisceaux hertziens

Si la technique même a progressé de façon continue, (voir tableau 1), le développement du réseau français a connu trois périodes marquantes.

– 1953-1960 : développement rapide, premiers pas techniques.

– 1960-1970 : stagnation du réseau, progression de la technique.

– 1970-1975 : développement « explosif » du réseau, maîtrise technique.

Période 1953-1960

Le réseau hertzien connaît à partir de 1953, une extension rapide provoquée avant tout par l'essor de la T.V. A l'époque les P.T.T. assuraient la transmission des images sur des canaux hertziens que leur louaient les services chargés, en France, de la télévision. Les canaux téléphoniques étaient un complément aux canaux T.V., et le schéma classique d'une artère hertzienne comportait un canal TV et un canal téléphonique.

Toutes ces artères hertziennes étaient centrées sur Paris (Tour de Meudon construite en 1953). Ainsi se développèrent en 1953 et 1958 les artères : Paris-Strasbourg, Paris-Lille, Paris-Lyon, Lyon-Marseille, Paris-Rennes, Nantes via Rouen et Caen. Entre les premières artères et Paris-Nantes, l'évolution technique est déjà très importante :

– Les premières artères ne comportaient pas de canal de secours, sauf Paris-Lille, qui permit au CNET d'expérimenter les prototypes des systèmes de commutation automatique de canaux.

– Elles ne comportaient pas non plus de dispositif de télésurveillance, ce qui nécessitait des techniciens affectés en permanence à chaque station relais, avec tous les problèmes d'exploitation qui en découlent, compte-tenu de l'isolement.

– Enfin les équipements étaient alimentés directement sur le réseau. Seules les alimentations H.T. (1 800 V) des tubes en hyperfréquences étaient fournies par « l'atelier d'énergie » situé directement sous la salle des équipements hertziens.

Compte-tenu de la faible puissance d'émission (1,5 watt) et du facteur de bruit élevé des récepteurs, il était nécessaire de placer les équipements près des antennes : d'où cette infrastructure formée de tours à section carrée, supportant en général une ou deux plateformes d'antennes, dont la tour de Meudon est l'exemple le plus imposant par ses dimensions (70 m de hauteur).

Ces premiers faisceaux hertziens posèrent beaucoup de problèmes d'exploitation qui retentirent sur la qualité et la disponibilité des liaisons. Les résultats assez moyens obtenus avec ces premières liaisons laissèrent des traces durables. Cet aspect des choses est important et explique en partie le « coup de frein » que subit le développement du réseau entre 1960 et 1970. En 1958, intervint un événement important : le commissariat général au plan fit adopter le principe d'une séparation P.T.T. – T.V.

Période 1960-1970

Pendant cette décennie, le développement du réseau hertzien se poursuivit lentement. Heureusement, les recherches continuèrent sous l'impulsion du CNET, recherches qui aboutissent à un matériel moderne de haute qualité. Le département des LGD (lignes à grande distance) en même temps qu'il travaillait à améliorer la qualité des faisceaux existants, entreprenait des études d'itinéraires nou-

veaux, préparant le réseau actuel. La croissance des artères du réseau à grande distance se limita essentiellement à la réalisation d'une artère nouvelle en Bretagne, permettant de desservir Brest et Quimper, et d'assurer à Pleumeur-Bodou les prolongements terrestres des transmissions Amérique-Europe par satellites.

L'étude d'itinéraire de ce faisceau de Bretagne en 1961 posa de difficiles problèmes d'implantation : les tours T.V. étaient en voie d'achèvement, donc en général trop avancées pour cohabiter, et il fallut rechercher d'autres points, à l'exception de Roc-Tredudon où une cohabitation fut possible, bien que dans des conditions techniques difficiles.

L'équipement des artères grande distance fut réalisé avec du matériel à tubes, à canaux de 960 voies, le FH 687, développé par CSF pour les besoins de l'exportation, et d'une technique évoluée pour l'époque. En même temps, furent prises des dispositions qui constituèrent un progrès considérable, et notamment :

a) La généralisation de la télésurveillance des stations.

b) La généralisation des dispositifs de jonction entre les canaux hertziens et les liaisons coaxiales de prolongement dont les rôles essentiels sont :

– D'ajuster les niveaux de puissance en bande de base à cette jonction.

– D'égaliser la bande pour tenir compte des distorsions introduites par les câblages, parfois très longs, entre les équipements radio et les amplis coaxiaux.

– De filtrer, détecter, et enregistrer les niveaux d'un signal pilote de continuité. Par la suite, ces informations furent complétées par celles de la valeur signal/bruit de part et d'autre de la bande de base.

c) Enfin, l'utilisation systématique pour les faisceaux à grande distance de la commutation automatique des canaux avec un canal de secours.

Parallèlement, se développèrent quelques liaisons à moyenne capacité. Celle de Perpignan – Font Romeu mérite une mention particulière : mise en service en 1966, ce fut la première équipée d'un matériel entièrement transistorisé. Le rapide développement du réseau hertzien de télévision permit de reconvertir en 1964-65 les anciens canaux T.V. en canaux téléphonie et d'accroître ainsi de 28 % la capacité de transmission du réseau hertzien téléphonique.

La technique hertzienne prouva sa facilité de mise en œuvre à l'occasion des J.O. d'hiver en 1968. En l'espace de trois semaines, il fallut étudier et

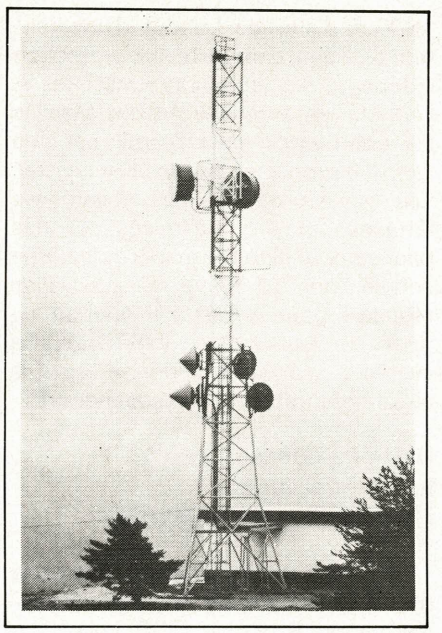


Photo 4. – Station hertzienne de Risoul. Relais de la liaison Gap-Briançon, cette station est située au col de Chérine, à 2283 m d'altitude, sur la commune de Risoul (Hautes-Alpes). Mise en service en 1971, elle comprend un pylône de 35 m et un local technique (Cliché DTRN).

réaliser une liaison provisoire entre Grenoble et Autrans. Grâce aux efforts de tous les techniciens, cette liaison, qui comportait un relais actif au sommet du Marcherotte, et un relais passif près de Méaudre, put être mise en service dans les délais et assurer les transmissions prévues.

Période 1970-1975

L'année 1970 marque le début de l'ère moderne des faisceaux hertziens avec deux événements importants :

– La liaison Paris-Bordeaux, alors constituée d'un canal à 1800 voies secouru.

– En novembre 1970, la mise en service du réseau de la Tarentaise, dans les Alpes.

Au 31 décembre 1975, l'ensemble du réseau hertzien exploité par la DTRN comportait :

– 12 859 km d'artères
– 49 218 km de canaux hertziens correspondant à 670 792 km de groupes secondaires.

La part du réseau à cette époque dans l'écoulement du trafic interurbain dépassait 32 %. Les matériels de base ont été le HF 693 pour les grandes capacités (1800 voies par canal), le FH 664 et le LHP 4, pour les faisceaux à moyenne capacité (600 voies par canal), bientôt complétés par les équipements à 960 voies entièrement transistorisés FH 665 et ER 4 D, utilisés concuremment sur des liaisons de grande et de moyenne longueur.

Esquisse du développement futur

Ce chapitre est limité au réseau des CTR (centre de transit régionaux) pour deux raisons :

– Son développoppement à terme (1985) est maintenant bien esquissé et peut être saisi globalement, ce qui n'est pas le cas pour les réseaux des centres à autonomie d'acheminement (C.A.A.).

– Le développement du réseau des CTR est primordial, et a, en outre, un effet d'entraînement sur les réseaux des C.A.A. en mettant à la disposition de ces derniers des infrastructures permettant les départs en étoile en direction des C.A.A.. Durant la période 1976-1980, il est prévu plusieurs artères radiales au départ de Paris, généralement de la nouvelle tour de Chennevières. Ce sont les axes : Paris-Orléans, Paris-Lyon, Paris-Rouen, Paris-Caen, Paris-Nancy (direct et via Reims) Paris-Rennes II, et Paris-Toulouse, par ordre chronologique de mise en exploitation. On mettra également en service d'autres tronçons transversaux, permettant de « mailler » le réseau, en multipliant les possibilités d'acheminement et accroître ainsi la sécurité du trafic.

En ce qui concerne la période 1980-1985, il faut distinguer le développement des infrastructures, et l'apparition de nouvelles techniques (système 960 voies dans la bande 8 GHz et 1800 voies dans la bande 11 GHz).

Infrastructures des liaisons hertziennes

La réalisation des liaisons hertziennes nécessite la construction de bâtiments spécialement adaptés ; en effet, en dehors de certains terminaux de faible importance où l'antenne unique nécessaire peut être placée facilement sur le bâtiment, les stations hertziennes doivent avoir des caractéristiques bien particulières : les conditions à remplir pour assurer l'émission et la réception des ondes radio entraînent des contraintes rigides en ce qui concerne aussi bien le choix des emplacements que la conception des ouvrages. Nous savons que les ondes à très hautes fréquences se propagent en ligne droite, comme les rayons lumineux, et les antennes doivent être dégagées, ce qui exige qu'elles soient sur des supports élevés, eux-mêmes situés sur des points hauts. Une station hertzienne comporte donc une structure permettant de disposer des antennes au niveau voulu ; elle comprend également des locaux abritant

les équipements radio associés, ainsi que les sources d'énergie. Avant d'examiner les problèmes soulevés par la construction des stations, et les solutions adoptées pour les résoudre, il parait intéressant de passer en revue les différentes séries de stations construites jusqu'ici.

A) Les stations relais sur les liaisons hertziennes à grande capacité

Stations conçues pour le matériel type GDH 101

Les caractéristiques de ce matériel qui réagissaient sur la conception de l'infrastructure à l'époque (1951-1954) étaient les suivantes :

- Antennes du type cornet corrigé par lentilles électromagnétiques.
- Bâtis à proximité des antennes.
- Présence du personnel sur place.

Les stations se présentent sous la forme de tours massives à section carrée de 9 m de côté environ, comportant 3 à 10 niveaux de locaux surmontés de une ou deux plateformes d'antennes, la dernière plateforme étant surmontée d'un auvent.

Les stations relais normales comportent une seule plateforme d'antennes ; immédiatement en dessous se trouve un niveau pour les bâtis hertziens, placé lui-même au-dessus d'un niveau pour l'installation d'énergie. Au-rez-de-chaussée sont installés les groupes électrogènes et, en général le poste de transformation. Si la hauteur de la tour le permet, des niveaux intermédiaires sont aménagés pour un appartement et des locaux annexes (bureau, magasin...).

La plupart de ces tours ont entre 30 et 40 m de hauteur. Ces stations avaient été étudiées en vue de la réalisation d'une liaison importante déterminée sans desserte de liaisons régionales ou locales ; sur certaines d'entr'elles, pour faire face à des besoins nouveaux, un pylonnet (h = 12 m) pouvant recevoir jusqu'à 7 antennes paraboliques a été installé au sommet. Il convient de faire une mention particulière de la tour de Loos, près de Lille dont l'architecture est nettement différente : elle a 60 m de haut et se compose d'un fût tronconique supportant un ensemble salle d'équipements surmonté de deux plateformes d'antennes, le fût ne renfermant que l'escalier et l'ascenseur.

A ce type de station doivent être rattachés les relais du Mont Pilat et du Mont Ventoux réalisés en 1954 dans des conditions climatiques très dures. En particulier pour la dernière, située à 1900 m d'altitude. La tour, d'une hauteur de 25 m, comporte une protection extérieure en bois imputrescible. A l'origine les antennes étaient placées sur une plateforme protégée par une terrasse supportée par un pilier central. Les ouvertures latérales devant les antennes étaient masquées par des panneaux en nylon et matière plastique souple, gonflés l'hiver à intervalles réguliers pour éviter la formation du givre sur leur surface extérieure. Ce système n'a jamais donné entière satisfaction et a dû être abandonné.

Stations conçues pour le matériel type GHD 103 et FH 686-687

En 1956, a été construite une série de 11 stations pour la liaison Paris-Normandie-Bretagne (300 voies). La conception du matériel, l'utilisation de nouveaux composants et l'apparition de procédés d'exploitation par télésurveillance permirent de simplifier considérablement l'infrastructure.

Sur ces 11 stations, 9 comportent une tour en béton, et deux des pylônes métalliques. La tour est un cylindre en béton de 7 m de diamètre intérieure et de 20 cm d'épaisseur. Elle est surmontée d'un assemblage métallique sur lequel sont fixées les antennes au nombre de 6 au maximum. C'est sur ces chantiers qu'a été utilisé pour la première fois le procédé du coffrage glissant dans la construction des stations hertziennes.

La tour la plus haute, celle d'Erbray entre Rennes et Nantes atteint 80 m. La plus basse celle de Saint-Contest (Caen) a une hauteur de 24 m. Les pylônes métalliques d'Hadancourt, le Haut Clocher, et du Mont-Pinçon ont 45 m de hauteur.

Entre 1956 et 1962, aucune tour en béton n'a été construite, et seulement 2 pylônes ont été édifiés sur la liaison Lille-Grande-Bretagne : Fiennes (30 m) et Cassel (41 m). En 1962 ont été construites les stations de la liaison Rennes-Brest-Quimper équipées du matériel FH 687 à 960 voies. Elles comprennent :

- Une tour métallique de 41 m de haut à Plouenour-Menez (Roc Tredudon). Cette structure entoure le pylône T.D.F.
- Cinq tours composées d'un fût de 5,50 m de Ø extérieur, d'une hauteur comprise entre 30 et 60 m, et deux plateformes d'antennes de 12 m de Ø.
- Une tour à Lannion, composée d'un fût de 4,75 m de Ø extérieur supportant un réservoir d'eau, une plateforme fermée pour les équipements hertziens en forme de couronne circulaire de 4,50 m de largeur et une plateforme d'antennes. Après cette série, la construction des stations hertziennes pour liaisons à grande capacité s'est à nouveau arrêtée pendant 5 ans.

Stations type 1800 voies

En 1967, soit 16 ans après le début des faisceaux hertziens, il y avait en France 46 tours ou bâtiments, 5 avec pylônes. C'est à cette époque qu'a été reprise d'une façon vraiment affirmée la construction des stations hertziennes avec la réalisation de la liaison à 1800 voies Paris-Bordeaux.

L'étude d'un faisceau à 1800 voies avait été décidée en 1962. Compte-tenu des possibilités présumées du matériel, elle avait fait envisager plusieurs solutions pour l'infrastructure, suivant la position des équipements par rapport aux antennes tous les bâtis au sommet ou seulement les organes H.F. et FI, tous les bâtis dans un bâtiment au sol. Le choix du guide d'onde elliptique, fait à la fin de 1965, a permis d'adopter une infrastructure avec équipements placés au pied des tours, ce type de guide permettant de tolérer de grandes longueurs, sans nuire à la qualité de façon exagérée.

A mentionner une station interministérielle à Gonfaron (Var). TDF, Armée de l'air, Eaux et Forêts. La tour comporte, en plus des 3 plateformes d'antennes, une salle de vigie pour la lutte contre les incendies, et un mât support d'antennes de radio et T.V. Son insertion près du couvent de Notre-Dame-Des-Anges était particulièrement délicate.

La liaison Lyon-Marseille-Nice, utilise en outre les stations du Pilat et du Ventoux, qui ont dû être réaménagées.

Stations type 2700 voies

Il s'est avéré rapidement que les stations du type 1800 voies n'offraient pas une capacité de place d'antennes suffisante pour tous les systèmes susceptibles d'être mis en exploitation sur une liaison donnée. Un nouveau modèle de tour a été étudié pour permettre l'utilisation des plans de fréquences à 4, 6 et 6,5 GHz pour des capacités respectives de 960, 1800 et 2700 voies, ainsi que du plan 7 GHz en 600 voies pour les liaisons régionales. Plus de 25 stations de ce type ont vu le jour entre 1972 et 1975.

Stations type « équipements en haut »

Ce rappel historique montre que la valeur de l'affaiblissement dans les guides d'ondes est le paramètre le plus

important susceptible de déterminer le type de stations à réaliser ; et comme une infrastructure ne se construit plus uniquement pour la première liaison pour laquelle elle est programmée, le problème est de faire une hypothèse sur des équipements qui sont alors à peine à l'étude. C'est pour l'avenir, que les tours relais ont été construites avec les équipements placés en hauteur. Si cette disposition qui, à l'origine semblait indispensable pour le matériel à 2700 voies alors à l'étude, ne l'est plus pour ce type de matériel, elle sera fort appréciée pour la mise en place des équipements dans les bandes supérieures à 10 GHz, qui nécessitent l'utilisation de guides d'ondes aussi courts que possible.

B) Les stations nodales

Les stations relais passées en revue jusqu'ici desservent pour la plupart une seule liaison principale, c'est-à-dire que leurs antennes les plus encombrantes sont groupées sur deux azimuts formant en général un angle de 180° environ. Elles peuvent aussi recevoir de grandes antennes dans deux autres directions pas trop éloignées des bissectrices de l'angle des deux premières. De ce fait, elles pourraient donc assez souvent assurer un croisement de deux liaisons principales. En cas de besoin, l'utilisation d'antennes multi-bandes permet d'augmenter la capacité du relais, ce qui est fort avantageux pour des infrastructures surchargées, comme Paris-Bordeaux par exemple.

Aux terminaux de plusieurs liaisons hertziennes sont construites des stations plus importantes, dites nodales. La première, qui fut longtemps la seule, est celle de Meudon, construite en 1953 sur le même modèle que les stations des liaisons Paris-Lille, et Paris-Strasbourg, mais avec trois ensembles superposés : plateforme d'antennes, salle d'équipement, salle d'énergie. Les trois plateformes, respectivement à 30, 45 et 60 m du sol, surmontées chacune d'un « parapluie », sont circulaires et ont 20 m de diamètre. Elles offrent une surface de 700 m² pour les antennes. Le fût est de section carrée, le côté intérieur varie de 8 m à la base à 7 m au sommet, l'épaisseur de 1,50 m à 0,75 m, la hauteur totale est de 78,50 m. Les 19 niveaux (dont deux en sous-sol) offrent 1330 m². Une extension faite en 1965 a permis de reloger dans un bâtiment annexe autour de la tour, les équipements d'énergie, les répéteurs, les bureaux et magasins, le réfectoire, le hall d'accueil et l'appartement du chef de centre. Les niveaux « énergie » récupérés dans la tour ont été utilisés pour les bâtis hertziens.

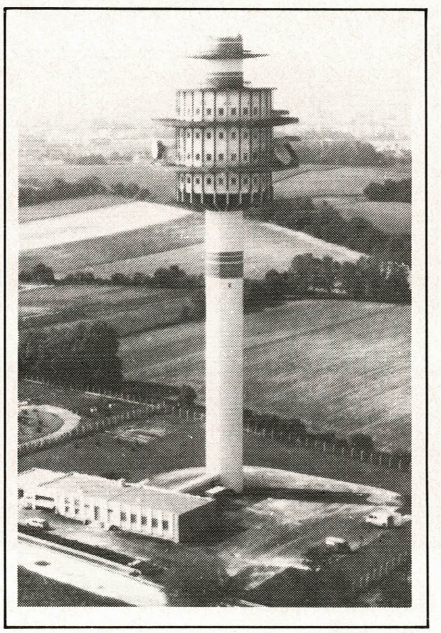


Photo 6. – Tour hertzienne de Chassieu. Cette tour a été mise en service au début de l'année 1977. Elle est haute de 90 m et constitue, avec la Tour de Saint-Cyr au Mont d'Or, l'une des deux stations nodales qui desservent l'agglomération lyonnaise. Les premières liaisons installées relient Lyon à Saint-Etienne et Annemasse. Des liaisons d'une capacité potentielle de 30 000 voies téléphoniques chacune sont prévues vers Dijon, Annecy, Grenoble, Marseille, Clermont-Ferrand. De nombreuses liaisons régionales de moyenne capacité s'y superposeront (Cliché DTRN).

Grâce à plusieurs modifications, la station a pu assurer seule la desserte de Paris (en hertzien) jusqu'en 1975.

Depuis, a été construite la station de Chennevières. Elle comprend une tour de 123 m de haut et un bâtiment au rez-de-chaussée, sensiblement en quart de couronne circulaire. La tour est formée d'un fût tronconique, jusqu'à une hauteur de 76 m (le diamètre passant de 16 m au sol à 7,40 m) se prolongeant par une partie cylindrique jusqu'au sommet.

Entre les niveaux situés à 85 m et 110 m de haut, se trouvent quatre plateformes d'antennes de 28 m de Ø, et cinq niveaux de salles d'équipements, de Ø extérieur 18 mètres. Ces salles sont disposées dans une première couronne circulaire de 5 m de large autour du fût, les antennes dans une seconde couronne extérieure de 5,50 m de largeur. Au-dessus et au-dessous de cet ensemble se trouvent des plateformes d'antennes de 18 m de diamètre. La surface disponible pour les équipements est de 1000 m², répartis en cinq niveaux, à la même hauteur que les antennes, alors que la tour de Meudon offre la même superficie, mais en 17 niveaux répartis sur toute la hauteur de la tour, ce qui est beaucoup moins commode pour l'exploitation. Pour les antennes, Chennevrières offre 2200 m² alors que Meudon ne fournit que 700 m².

C) Les stations relais sur les liaisons à moyenne capacité

Sur les liaisons régionales ou locales, pour lesquelles un moins grand nombre de voies est nécessaire, sont construites des stations moins importantes. Quand les antennes peuvent être fixées à faible hauteur, un simple bâtiment peut suffire, les antennes étant fixées sur une charpente métallique, au-dessus du toit en terrasse : c'est le cas des stations construites en 1965, Cati, Sartène, Baho, St Pierre del Forçats, Chastel-Nouvel. A partir de 1969, il a fallu mettre au point un certain nombre de stations types, constituées d'un bâtiment et d'un pylône métallique ; plus de 160 exemplaires ont été construits, principalement sur des liaisons à 600 et 960 voies. Les plus hauts pylônes :

– Montpon (Dordogne) 92 m, avec possibilité de 18 antennes entre 28 et 90 m.

– St Martin du Fouilloux (Deux Sèvres) : 87 m : possibilité de 16 antennes entre 29 m et 85 m.

Ils sont du style autostable et leur base est un triangle équilatéral de 22 m de côté : ils ont été construits en 1972. Le pylône haubané le plus élevé est celui de Locquignol (Nord) : 76 m : il peut recevoir sept antennes ; les massifs d'ancrage des haubans les plus éloignés, sont à 54 m de la base du pylône : il a été construit en 1975.

La construction des stations hertziennes Difficultés particulières des chantiers

Les stations hertziennes sont toujours sur des emplacements dégagés et souvent en des points d'altitude élevée et d'accès difficile. Dans de nombreux cas, il est nécessaire de construire une voie d'accès, ce qui nécessite une procédure longue et laborieuse, car de très nombreux propriétaires sont rencontrés sur le tracé.

En montagne, plusieurs campagnes de travaux sont nécessaires puisque le chantier ne peut s'ouvrir qu'à la belle saison, et doit être interrompu l'hiver. Il faut la première année, construire le chemin et faire les sondages, la seconde année, entreprendre la construction proprement dite qui, si les conditions climatiques ne sont pas favorables, peut n'être terminée que l'année suivante. La réalisation du branchement électrique soulève également des difficultés d'exécution, et le tracé est souvent contesté par les organismes chargés de la défense de l'environnement.

La station dont l'accès est le plus particulier est celle de St Bon Tarentaise, située à 2750 m d'altitude, et pour laquelle une télécabine a dû être installée, qui permet l'accès à partir de la gare supérieure du téléphérique. Les matériaux de construction et certains équipements ont été amenés sur le chantier par hélicoptère.

Construction des tours

La construction des tours fait appel à des méthodes particulières pour l'exécution du fût et le montage des plateformes. Le fût est exécuté par la méthode du coffrage glissant : deux coffrages circulaires solidaires déterminent les faces externe et interne du fût. Cet ensemble mobile est actionné par des vérins hydrauliques qui permettent une montée par à-coups d'environ 5 cm. Le glissement moyen peut être de 3 à 5 m par jour selon l'épaisseur du fût. La rigidité de l'ensemble est assurée par des étriers reliés entre eux et supportés par les vérins, qui prennent appui sur des tubes coulissant dans des fourreaux de façon à pouvoir être récupérés par la suite. Le béton, généralement fabriqué au pied de la tour, est transporté jusqu'au coffrage par le monte-charge du chantier.

Les plateformes sont en béton ou en métal. Celles en béton ont d'abord été seules réalisées. Elles présentent l'intérêt de nécessiter peu d'entretien, mais elles sont relativement difficiles à construire, soit qu'elles soient coulées dans leur position, ce qui nécessite un échafaudage ou l'élévation d'un coffrage, soit qu'elles soient coulées au sol, ce qui présente des difficultés de levage. Cette dernière méthode a été utilisée avec succès pour les six tours de la liaison Paris-Dijon, construites en 1975. Les plateformes (d'un poids de 210 tonnes) ont été hissées par un système de tracteurs hydrauliques, de câbles, moufles, poulies de renvoi, à la vitesse de 10 m/h.

Les plateformes métalliques sont assemblées au sol, elles ont un poids de l'ordre de 15 tonnes, et sont montées à une vitesse de l'ordre de 60 m/h, dans le cas d'un fût cylindrique.

Quelques chiffres (Bilan 1976)

Longueur des câbles à grande distance : 64917 km dont : 23256 km de câbles coaxiaux.
Longueur des artères hertziennes : 15166 km.
Longueur des canaux hertziens : 63904 km.

Type de liaison	1973	1974	1975	1976
6 MHz	99 %	99,3 %	99,2 %	98,9 %
12 MHz à transistors sur paires 1,2/4,4	98,6 %	97,8 %	99 %	99 %
12 MHz transistors sur paires 2,6/9,5			98,4 %	98 %
12 MHz à tubes	98,4 %	98,1 %	98,3 %	96,5 %

Taux de disponibilité des liaisons coaxiales aux 1000 km.

Type de liaison	1974	1975	1976
960 voies	99,6 %	99,7 %	99,8 %
1800 voies	99,6 %	99,4 %	99,8 %

Taux de disponibilité de liaisons hertziennes aux 1 000 km.

Nombre de pylônes et tours hertziennes : 349.
Nombre de bâtiments d'exploitation : 2065.
Surface utile des bâtiments : 496058 m².
Nombre de circuits téléphoniques d'exploitation automatique : 280 000.
Budget d'investissements du réseau interurbain en 1977 : 4 600 000 000 F.

Téléinformatique

Les réseaux spécialisés et la téléinformatique ont continué à se développer à un rythme rapide en 1976 et 1977. Poursuivant leur politique de diversification des produits offerts à la clientèle, les télécommunications ont ouvert en 1976 un nouveau service : « Colisée ». Ce service, qui permet aux grandes sociétés nationales de constituer des réseaux téléphoniques internes, modernes et efficaces, est articulé autour d'un centre de transit quatre fils. Le commutateur du type électronique temporel E 10 a été mis en service à la DTRN en février 1976, avec une capacité initiale de 960 circuits.

Qualité du service

Malgré la vigilance des techniciens et la fiabilité du matériel, il n'est pas possible d'éviter les interruptions accidentelles de trafic. La cause la plus importante des dérangements sur les liaisons coaxiales est la coupure accidentelle du câble. Deux câbles coaxiaux sont ainsi interrompus en moyenne chaque jour ouvrable. En 1976 par exemple, ont été signalés et relevés trois dérangements par 100 km de câbles. La solution passe par la construction de nouvelles artères et liaisons permettant de disposer d'une réserve suffisante pour limiter la gêne de la clientèle en cas d'accident.

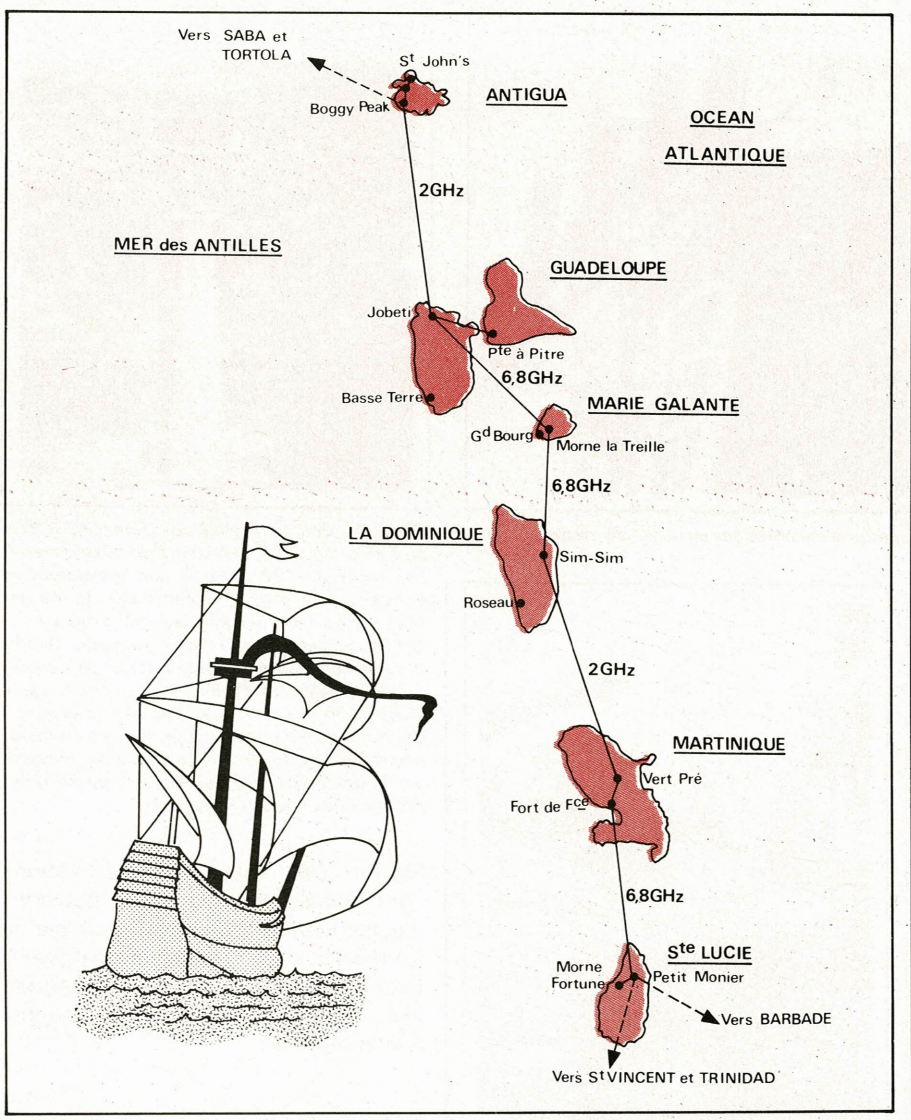
Logistique

Pour mener à bien l'effort considérable de production qu'elle s'est assigné, la Direction des Télécommunications du Réseau National, s'est dotée d'une logistique adaptée et efficace. C'est ainsi qu'à été inauguré en 1976, sur la zone industrielle de Chateauroux, le magasin central de la DTRN, chargé d'approvisionner en matériel de transmission tous les chantiers du réseau national, les centres d'exploitation, ainsi que les directions régionales. Ce magasin gère plus de 10 000 articles de types variés et dessert près de 1000 lieux de distribution. Les surfaces de stockage représentent 24 000 m² sur cinq niveaux, et ont une capacité de 30 000 palettes. Les moyens d'entreposage et de manutention les mieux adaptés y ont été installés.

L'organisation fait largement appel à l'informatique aussi bien pour la gestion des stocks que pour rendre plus efficace et faciliter l'activité des hommes par un traitement automatique des sorties. C'est ainsi qu'en cette année, ont été servies plus de 126 000 demandes et distribués près de 80 000 colis.

Faisceau international des Caraïbes (section centrale)

Pour terminer cette étude sur les faisceaux hertziens, nous avons choisi d'emmener (pour quelques minutes seulement hélas) nos lecteurs dans une région enchanteresse : la mer des Antilles.



Faisceau international des Caraïbes.

L'archipel des Petites Antilles dessine un arc de cercle de près de 1300 km de développement joignant l'île de Porto-Rico au nord, au continent sud-américain au sud. Les îles présentent toutes un relief accidenté et la distance entre deux îles successives n'excède jamais 170 km. Une telle disposition ne pouvait que suggérer aux spécialistes la construction d'un faisceau hertzien desservant tout l'archipel en prenant appui sur les îles successives. C'est maintenant chose faite avec le « faisceau des Caraïbes ». La section centrale, récemment mise en service est une réalisation de caractère international, fruit d'une étroite collaboration entre l'administration française et la Compagnie anglaise « Cable and Wireless ».

Origine du projet

Dans la partie centrale de l'Archipel, les îles françaises (Martinique - Guadeloupe) et les îles d'expression anglaise (Antigua, Dominique, Ste Lucie) sont imbriquées. Néamnoins leurs réseaux de télécommunications se sont, pour des raisons de souveraineté, développés à l'origine indépendamment les uns des autres.

Les liaisons vers la métropole de la Guadeloupe et de la Martinique sont assurées depuis 1972 par la station terrienne de Fort de France. La liaison entre la Guadeloupe et la Martinique a d'abord été assurée en ondes décamétriques. Dans les années 50, l'utilisation des ondes métriques a permis d'améliorer considérablement la qualité des circuits. Dans les années 60, la construction d'un faisceau hertzien sur 400 MHz a permis de porter la capacité, réduite jusque là à une douzaine de voies, à 120 circuits téléphoniques. Ce faisceau fonctionnait par diffraction autour d'une arête montagneuse de l'île de la Dominique. De ce fait, sa qualité était intermédiaire entre celle d'une liaison troposphérique et celle d'une liaison en vue directe.

Avec ces 120 circuits, les possibilités limites de la propagation sans vue directe étaient pratiquement atteintes, la diffraction se prêtant mal à l'utilisation des fréquences plus élevées indispensables à l'augmentation de capacité.

Une situation analogue existait dans les îles anglaises. Les liaisons sur ondes décamétriques avaient été remplacées par des faisceaux troposphériques utilisant de grandes antennes et des émetteurs puissants. Ce système se prêtait encore plus mal à une augmentation de la capacité.

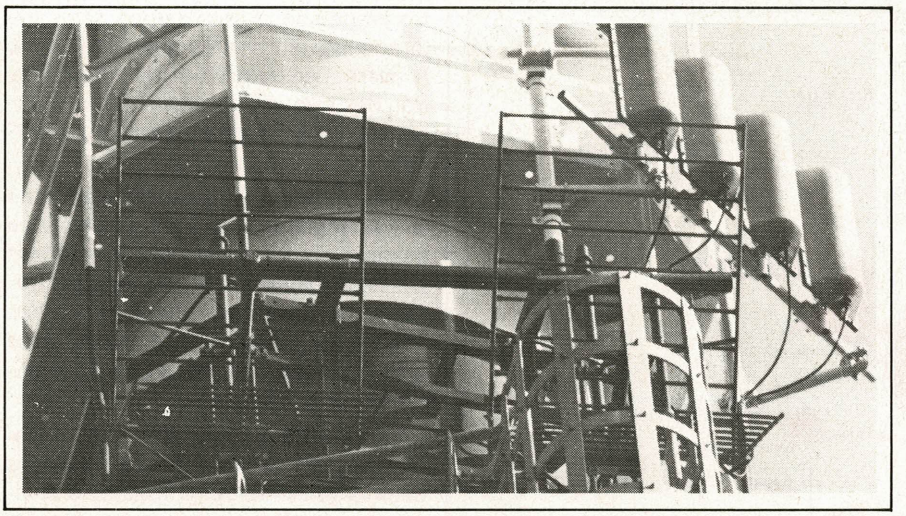
La saturation prévisible des systèmes anglais et français a conduit les deux organismes responsables à envisager une collaboration. Les conversations ont débuté dans le courant de 1971. Elles se sont concrétisées par une convention signée en janvier 1974, entre l'administration française des PTT et la Compagnie britannique Cable and Wireless. Cette convention a fixé les conditions dans lesquelles devaient être utilisé et mis en service un faisceau hertzien en visibilité directe, pouvant acheminer 960 voies téléphoniques. Sur ce total, 360 voies sont réservées aux PTT entre la Martinique et la Guadeloupe, et 600 circuits à Cable and Wireless entre Antigua et Sainte Lucie. Le financement a été assuré par les deux parties proportionnellement au nombre de circuits dont elles disposent.

Constitution du faisceau hertzien

Dans toute la mesure du possible, le faisceau a utilisé des stations hertziennes existantes :
Boggy-Peak à Antigua (C and W)
Morne la Treille à Marie Galante (PTT)
Vert pré en Martinique (PTT)
Petit Monier à Ste Lucie (C and W)

Deux nouvelles stations ont été construites :
– Jobeti en Guadeloupe pour assurer les liaisons Antigua-Guadeloupe et Guadeloupe-Marie Galante.
– Sim Sim à la Dominique, pour servir de relais entre Marie Galante et la Martinique.

Chacun des signataires de la Convention reste entièrement responsable de l'installation et du fonctionnement des stations installées sur son territoire. Il a été admis que, pour chaque bond hertzien, les équipements se faisant face proviendraient du même fournisseur. Les trois bonds Guadeloupe-Marie Galante, Marie Galante-la Dominique, Martinique-Ste Lucie utilisent du matériel français sur 7 GHz (Thomson-CSF). Les deux bonds Antigua-Guadeloupe et Dominique-Martinique sont équipés avec du matériel



Le réglage des antennes n'est pas chose aisée lorsqu'elles sont enchevêtrées au milieu de masses métalliques. (Cliché Michel Antonioli).

italien G.T.E. sur 2 GHz. Le faisceau est du type 1 + 1 (1 canal normal et 1 de secours). Le canal de secours est équipé pour permettre des retransmissions de télévision dans un sens ou dans l'autre. Il a été utilisé, par exemple, lors des retransmissions lors de l'alerte de la Soufrière. Dans chacune des îles principales, des bretelles hertziennes relient le faisceau au Centre de démodulation de la ville la plus importante.

Caractères particuliers du faisceau

Bien que chaque bond fonctionne en visibilité directe, les distances sont souvent plus grandes que celles utilisées sur le continent. D'autre part, la surface de la mer se comportant comme un assez bon réflecteur, il y a généralement interférence entre l'onde directe et une onde se réfléchissant sur l'eau. Cette interférence est susceptible de provoquer des variations du niveau reçu.

C'est pourquoi, les antennes paraboliques ont des diamètres atteignant 4,50 m de diamètre. Leur grand gain (47 dB à 7 GHz) permet d'allonger les bonds. Leur directivité permet d'atténuer l'onde réfléchie sur la mer. La protection contre les variations de niveau reçu est obtenue par l'utilisation de la réception en diversité : diversité d'espace et diversité de fréquence.

Le principe de la diversité d'espace est le suivant : chaque fréquence émise est reçue sur deux récepteurs identiques alimentés par deux antennes distinctes fixées à des hauteurs différentes sur le même pylône. L'écart entre les deux antennes est choisi de telle manière qu'en moyenne, à un affaiblissement du champ reçu sur une antenne, corresponde un renforcement sur l'autre. Un dispositif sélectionne à chaque instant celui des deux

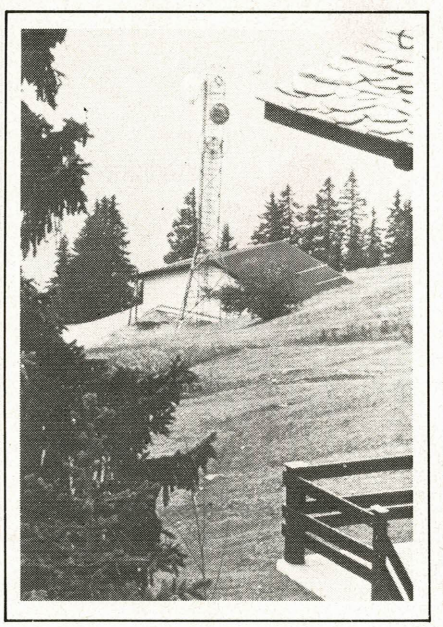


Photo 8. – Station hertzienne de Mont-Valezan. Construite à 1820 m d'altitude, cette station, terminée en 1975 a permis les liaisons vers les centres de haute montagne comme Bourg-Saint-Maurice, Val d'Isère (Cliché DTRN).

récepteurs donnant le meilleur signal. Les antennes sont installées sur des pylônes, dont les hauteurs varient de 25 à 55 m.

La diversité de fréquence est basée sur l'utilisation, pour une même transmission, de deux canaux en parallèle, un normal et un secours, fonctionnant simultanément sur des fréquences différentes. Une commutation automatique choisit le meilleur canal. En fonctionnement normal, sans télévision, les deux systèmes de diversité sont simultanément utilisés (diversité quadruple). La transmission de la télévision est rendue possible par une commutation rendant indépendants le canal normal et le canal de secours. Les deux canaux peuvent alors fonctionner séparément en diversité d'espace pour transmettre l'un la téléphonie, l'autre la télévision.

Toutes ces stations fonctionnent sans personnel. Elles sont surveillées à distance par des systèmes de télésignalisation très complets. Les stations sont alimentées par des batteries d'accumulateurs chargées soit par le secteur, soit par groupes électrogènes. Leur capacité est établie en fonction des délais de route du personnel d'intervention.

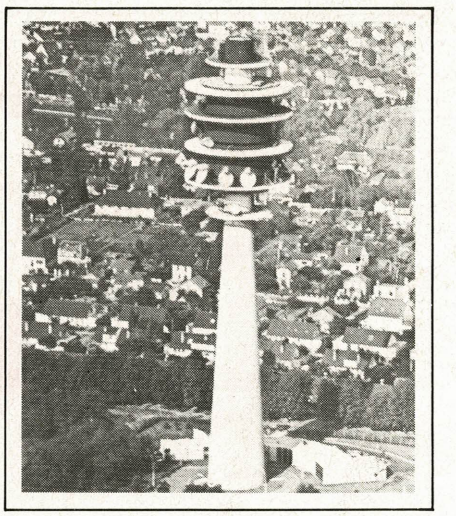


Photo 7. – Tour hertzienne de Chennevières. Mise en service en 1975, la tour nodale de Chennevières, haute de 122 m est la plus importante de France. Située dans le département du Val-de-Marne, c'est l'une des trois grandes stations hertziennes qui desservent la région parisienne. De très nombreuses liaisons y aboutissent : les plus importantes la relient à Reims, Nancy, Dijon, Lyon, Troyes, Limoges et Orléans. Elle sert de support à des liaisons de transmission de données en l'aéroport d'Orly et celui de Charles-de-Gaulle. Plusieurs administrations et services publics y ont installé des liaisons radio (Cliché DTRN).

Rôle du faisceau dans le réseau mondial des Télécommunications

Le nouveau faisceau des Caraïbes, exemple remarquable de collaboration internationale en matière de Télécommunications, vient heureusement compléter les liaisons déjà en service. Il a pleinement atteint son objectif qui était d'une part de résoudre les problèmes posés par l'accroissement des trafics inter-îles, d'autre part d'accroître la sécurité des liaisons extérieures par une diversification possible des modes d'acheminement.

Joël Ranchet

Nous remercions la direction des Télécommunications du réseau national (DTRN), la direction des Télécommunications du réseau international (DTRI), MM. Le Couëdic, Bechet, Bruyère, Tarze, Du Mesnil, les ingénieurs de la Brigade des faisceaux hertziens de Lyon, le chef de centre et les techniciens du centre de Chassieu, pour la bienveillante attention qu'ils nous ont prodiguée, et la sympathie de leur accueil.

Mesures

Depuis quelques années la tendance des multimètres ou voltmètres numériques est à la précision et à l'extension des possibilités de mesure, que ce soit au niveau des appareils destinés à divers usages en laboratoire ou des instruments dits « d'usage général ».

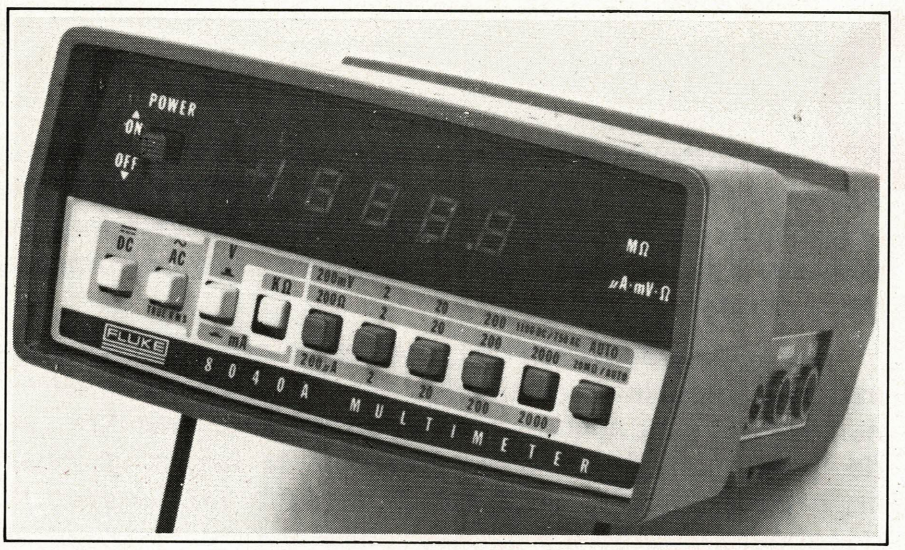
Le marché européen de ce type d'instrument de mesure est très important, ainsi, plus de 100 000 multimètres numériques sont achetés chaque année. Il va sans dire que de nombreux fabricants se partagent la faveur de cette importante clientèle. Aussi, devant la multitude et la diversité des appareils qui sont proposés l'utilisateur est bien souvent indécis et son choix reposera bien souvent sur des critères propres à résoudre son cas spécifique, c'est la raison pour laquelle, les constructeurs s'efforcent de doter leurs appareils d'un maximum de possibilités de mesure de façon à répondre au mieux aux besoins bien souvent différents des utilisateurs.

Mesures de valeurs efficaces avec les multimètres numériques ou analogiques

En effet, ce dernier souhaite acquérir un multimètre dont les caractéristiques et les possibilités de mesures soient telles qu'il pourra l'exploiter dans pratiquement toutes les mesures précises qu'il aura à effectuer sans être obliger de faire appel pour chacune d'elles à un instrument de mesure spécifique qui pour être performant est cependant limité en applications et de surcroît très coûteux.

Aussi, un multimètre numérique qui regroupe un ensemble complet de possibilités qui permettent de réaliser de nombreuses mesures précises différentes, est, à n'en pas douter un multimètre qui aura la faveur de nombreux utilisateurs soucieux d'avoir un appareil de mesure qui répond à leurs besoins.

Mis à part les appareils spécifiques de haute précision, les multimètres d'usage général permettent la mesure des tensions continues des résistances, des courants continus et alternatifs et, ce qui nous intéresse plus particulièrement dans cet article, des tensions alternatives. En effet, pour la mesure de ces dernières plusieurs possibilités que nous allons évoquer peuvent être utilisées et nous examinerons combien, comme cela est le cas avec certains des multimètres Fluke, la mesure de valeurs efficaces vraies sont indispensables pour la mesure précise des tensions ou des courants alternatifs.



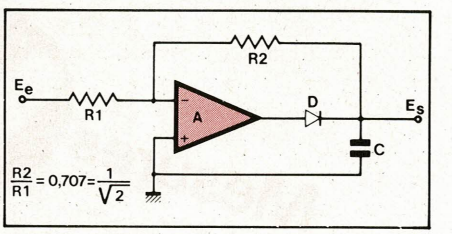


Fig. 1. – Circuit de base d'un détecteur de valeur moyenne d'une 1/2 de sinusoïdale.

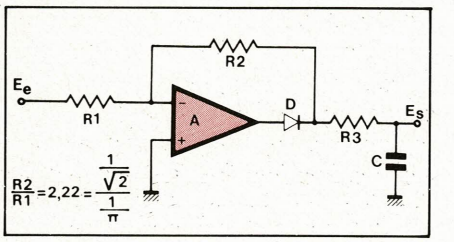
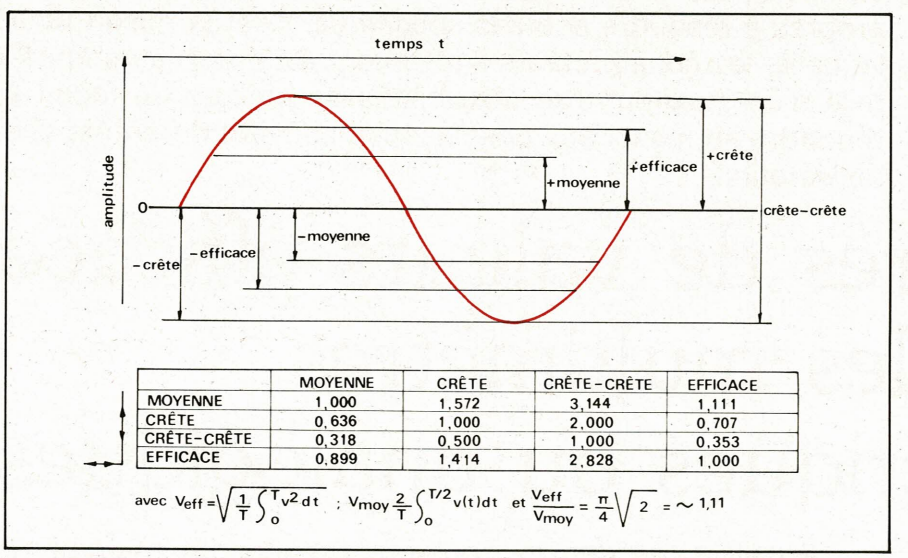


Fig. 2. – Circuit de base d'un détecteur de crête.



	MOYENNE	CRÊTE	CRÊTE-CRÊTE	EFFICACE
MOYENNE	1,000	1,572	3,144	1,111
CRÊTE	0,636	1,000	2,000	0,707
CRÊTE-CRÊTE	0,318	0,500	1,000	0,353
EFFICACE	0,899	1,414	2,828	1,000

avec $V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T v^2\,dt}$; $V_{moy}\,\frac{2}{T}\int_0^{T/2} v(t)\,dt$ et $\frac{V_{eff}}{V_{moy}} = \frac{\pi}{4}\sqrt{2} = \sim 1{,}11$

Fig. 4. – Tableau donnant les rapports entre les valeurs efficaces, crête-crête, crête et moyennes d'une tension sinusoïdale pure.

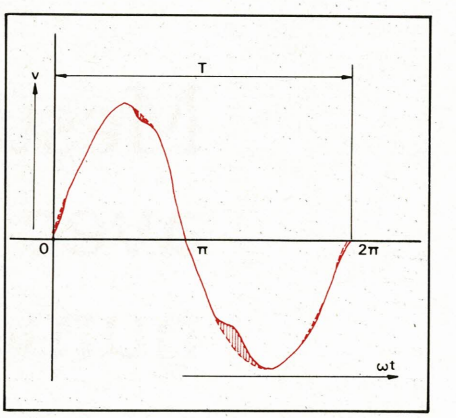


Fig. 3. – Signal sinusoïdal partiellement déformé.

Pourquoi la mesure en valeur efficace vraie

Sur les gammes V_N et $I_{\sim}$ les multimètres Fluke P030-P040 sont équipés d'un circuit qui permet l'affichage numérique avec 2000 ou 20 000 pts de la valeur efficace de la tension ou du courant alternatif injecté à l'entrée. Ainsi, quelle que soit la forme des signaux à mesurer, la valeur lue sera précise.

En effet, les multimètres numériques ou analogiques qui ne disposent d'un tel circuit sont étalonnés à partir d'une tension sinusoïdale pure afin que l'affichage en délivre la valeur efficace. En fait, pour une grande partie, les multimètres numériques sont étalonnés soit, comme le montre la **figure 1** sur la valeur moyenne ou, comme l'illustre la **figure 2** sur la valeur crête du signal pris comme référence.

Lorsque le signal à mesurer est une sinusoïdale pure, ces formes de détection ne présentent aucun inconvénient et la valeur mesurée et précise. Cependant, si le signal à mesurer se présente sous la forme d'un signal tel celui de la **figure 3**, c'est-à-dire que sa forme n'est plus comparable à une parfaite onde sinusoïdale mais entachée de déformation, les formes de détection citée plus haut ne permettent pas de tenir compte de ses déformations et la mesure dans ce cas est imprécise et n'est plus à l'image de celle d'un multimètre numérique réputé pour avoir une précision meilleure que celle d'un multimètre analogique.

Pour des mesures de tensions sinusoïdales pures à l'aide d'un multimètre conventionnel, nous pouvons à l'aide du tableau de la **figure 4**, calculer les valeurs crête, crête-crête, moyenne ou efficace. Cependant, dans la pratique, l'utilisateur a plus fréquemment besoin de mesurer des signaux déformés et dans ce dernier cas, pour éviter les erreurs de mesures, il est indispensable d'utiliser un instrument utilisant un détecteur de valeur efficace.

Si nous prenons le signal de la **figure 3** et que nous le mesurions à l'aide d'un appareil étalonné à l'aide d'une tension sinusoïdale pure, nous obtenons une valeur de 1,00 volt alors que cette même tension mesurée à l'aide d'un appareil disposant d'un circuit pour la mesure efficace vraie, nous obtenons une valeur de 0,95 volt. On constate donc que la première mesure est imprécise à 5 % et pourtant le signal que nous avons mesuré est assez peu déformé. Pour la mesure de signaux rectangulaires, du bruit, etc., l'erreur est plus importante.

Qu'est-ce que la valeur efficace ?

On définit la valeur efficace d'une tension de forme d'onde quelconque comme étant la valeur d'une tension continue qui produirait la même quantité d'énergie dans le même temps. L'aspect mathématique de la valeur efficace est le suivant :

Si l'on applique une tension aux bornes d'une résistance R, celle-ci est échauffée. Joule fut le premier à mesu-

rer la quantité d'énergie E « impliquée » et a établi la relation :

$$\Delta E = \frac{v^2}{R} . \Delta T$$

Pour les tensions qui varient en fonction du temps on sélectionne un Δt assez court ; et pour un temps dt extrêmement court la quantité d'énergie dE peut s'écrire :

$$dE = \frac{v^2}{R} . dt$$

Ainsi, la quantité totale d'énergie transformée en chaleur dans la résistance entre t_o et $t = T$ peut s'écrire :

$$E = \frac{1}{R} \int_0^T v^2 \, dt$$

Pour une tension continue V_{CC}, l'expression ci-dessus nous conduit à :

$$E = \frac{V_{CC}}{R} T$$

En considérant la définition de la valeur efficace d'une tension alternative v comme étant la valeur de la tension continue qui produirait la même quantité de chaleur en un temps donné, on déduit des deux dernières expressions :

$$\frac{1}{R} \int_0^T v^2 \, dt = \frac{v^2 \text{ (continu)}}{R} . T$$

et comme $V_{CC} = V_{efficace}$, nous avons :

$$\int_0^T v^2 \, dt = v^2 \text{ eff} . T$$

et

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2 \, dt}$$

Prenons l'exemple d'une tension sinusoïdale avec

$v = V_C \sin \omega t$ et $\omega T = 2\pi$

(V_C = tension crête).

Nous avons :

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{V_C^2}{T} \int_0^T \sin^2 \omega t \, dt}$$

et

$$V_{eff} = V_C \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (1/2 - 1/2 \cos 2\omega t) \, dt}$$

et

$$V_{eff} = V_C \sqrt{\frac{1}{T} [1/2 \, t - 1/2 \, \frac{1}{2\omega} \sin^2 \omega t]_o^T}$$

et en simplifiant :

$$V_{eff} = V_C \sqrt{\frac{1}{T} (1/2 \, T]}$$

d'où

$$V_{eff} = \frac{V_C}{\sqrt{2}}$$

comme cela est indiqué **figure 5** pour une valeur crête de $V_C = 1$.

Ce qui signifie que l'on peut exprimer

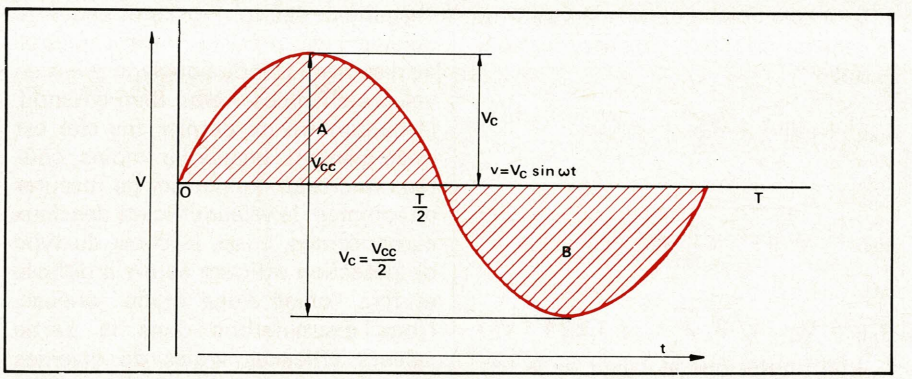


Fig. 5. – Signal sinusoïdal pur (pour la mesure de valeur efficace vraie).

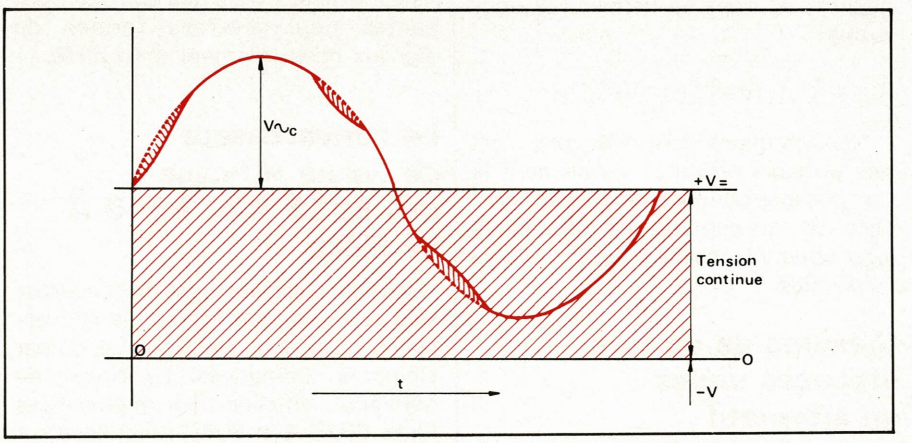


Fig. 6. – Tension alternative superposée à une tension continue.

une forme d'onde périodique quelconque, comme étant la somme d'une série illimitée d'ondes sinusoïdales, c'est-à-dire une fondamentale ayant la même période que la forme d'onde plus une série d'harmoniques plus élevées. Ainsi, il est possible d'exprimer la forme d'onde de la **figure 3** de la façon suivante :

$$v = v_1 \sin \omega t + v_2 \sin 2\omega t + v_3 \sin 3\omega t + \ldots$$

Si maintenant nous appelons v_1, v_2, v_3, etc., les valeurs efficaces des harmoniques successives, et si nous tenons compte que la puissance P engendrée dans une résistance R :

Par une tension continue V= est donnée par :

$$P = \frac{V=^2}{R}$$

Le signal de la **figure 3** engendrerait une puissance totale de la forme :

$$P = \frac{V_{eff}^2}{R}$$

Ainsi, en prenant la valeur efficace de chaque harmonique de la **figure 3** la puissance P engendrée dans la résistance peut s'exprimer par :

$$P = \frac{v_1^2}{R} + \frac{v_2^2}{R} + \frac{v_3^2}{R} + \ldots$$

$$= \frac{v_1^2 + v_2^2 + v_3^2 + \ldots}{R}$$

ainsi :

$$V_{eff}^2 = v_1^2 + v_2^2 + v_3^2 + \ldots$$

et

$$V_{eff} = \sqrt{v_1^2 + v_2^2 + v_3^2}$$

Nous avons jusqu'à présent examiner la valeur efficace d'une tension alternative symétrique, c'est-à-dire que les parties A et B de la **figure 5** sont de surfaces identiques par rapport à la référence 0. Si maintenant une tension continue est superposée au signal dont nous voulons connaître la valeur efficace vraie **(fig. 6)**, il est nécessaire de tenir compte de cette dernière valeur et dans ce cas, la puissance P correspondante est :

$$P = \frac{V=^2}{R} + \frac{v_1^2 + v_2^2 + v_3^2 + \ldots}{R}$$

et

$$V_{eff}^2 = V=^2 + v_1^2 + v_2^2 + v_3^2 + \ldots$$

enfin, la valeur eff vraie est égale à :

$$V_{eff} = \sqrt{V=^2 + v_1^2 + v_2^2 + v_3^2 + \ldots}$$

Ainsi, lorsqu'il est nécessaire de connaître la valeur efficace d'une forme d'onde quelconque, superposée à une tension continue il faut faire la somme quadratique des deux valeurs efficaces :

soit : $V_{eff} (\simeq +=) = \sqrt{v\simeq^2 + v=^2}$

En effet, pour une tension sinusoïdale pure, la valeur efficace est égale à :

$$\frac{V_C^2}{2} \text{ ou } \frac{V_C}{\sqrt{2}}$$

Si, à cela nous ajoutons la valeur de la tension continue superposée, nous avons :

$$V_{eff}^2 = V=^2 + \frac{V_C^2}{2}$$

ou :

$$V_{eff} = \sqrt{V=^2 + \frac{1}{2} V_C^2}$$

et

$$V_{eff} = V_C \cdot \sqrt{3/2} = \simeq 1.224 \cdot V_C$$

Il faut noter que la valeur de la tension continue superposée à la composante alternative peut être positive ou négative et dans ce dernier cas nous avons :

$$V_{eff} = \sqrt{(- V=^2) + \frac{1}{2} V_C^2}$$

Nous pouvons donc voir qu'il n'est pas possible d'ajouter simplement la composante continue et la valeur efficace de la composante alternative pour obtenir la valeur efficace vraie de l'ensemble.

Mesures de valeurs efficaces vraies en alternatif et en alternatif + composante continue

Nous trouvons habituellement deux sortes de mesures efficaces ; la mesure efficace de tensions alternatives et la mesure efficace de tensions alternatives superposées à une tension continue **(fig. 7)**. Ce dernier cas permet de simplifier la mesure et de lire directement la valeur efficace vraie sur l'affichage alors que dans le premier cas, il est nécessaire, lorsque une composante continue est superposée au signal, d'effectuer la somme quadratique des deux composantes, ce qui en fait est une opération aisée puisque chacune de ces composantes peut être connue avec précision avec l'appareil ne disposant pas du couplage $\simeq +=$ en valeurs efficaces vraies. Bien entendu, le multimètre du dernier cas cité est généralement beaucoup moins coûteux que celui qui permet de mesurer directement la valeur efficace des deux composantes, aussi, le choix du type de détection efficace sera-t-il difficile et fera l'objet d'une étude sérieuse. Nous examinerons dans la partie valeurs efficaces vraies de diverses formes de signaux les modes de calculs qui permettent de connaître la valeur efficace vraie des deux composantes pour diverses formes de signaux habituellement rencontrés.

Le convertisseur de valeur efficace des 8030 A et 8040 A de Fluke

Il existe plusieurs types de convertisseurs de valeurs efficaces ; la conversion par calcul ou électronique, ou par éléments thermiques. Le circuit de détection efficace des multimètres Fluke 8030 A et 8040 A est basé sur la méthode de calcul pour certains appareils et par méthode thermique pour d'autres appareils. Le schéma de la **figure 8** nous montre le synoptique du convertisseur de valeur valeurs efficaces du multimètre Fluke 8030 dont le fonctionnement repose sur le principe suivant :

La conversion R.M.S.* ou valeur efficace vraie est mathématiquement obtenue en intégrant le carré de la valeur de la tension d'entrée puis en en extrayant la racine carrée. Soit :

$$V_e \longrightarrow V_e^2 \longrightarrow \frac{1}{T}\int_0^T .v^2 . d\,t \longrightarrow \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T v^2 . d\,t} \longrightarrow v \text{ efficace}$$

Pour ce faire, le convertisseur électronique de la **figure 8** peut se partager en quatre parties principales :

a) La valeur absolue du signal appliqué à l'entrée est obtenue par combinaison des deux signaux à l'entrée de A_2. Une partie du signal d'entrée traverse R_4 et parvient en A_2 avec une amplitude dépendante de cette résistance. La seconde partie du signal traverse A_1 et ses composants associés qui crée une demi-sinusoïdale ayant une amplitude crête deux fois supérieure au signal traversant R_4. La combinaison de ces signaux permet de disposer aux entrées de A_2 de la valeur redressée de la tension alternative v_e d'entrée.

b) Le circuit élévateur au carré A_2 et T_1, T_2 met en œuvre la caractéristique logarithmique. Tension courant d'une fonction p – n. En effet, la relation mathématique entre le courant collecteur I_C et la tension base-émetteur, V_{BE} d'un transistor est donné par l'équation :

$$V_{BE} = (kT/q) \log_e I_C$$

et dans le schéma de la **figure 8** :

$$I_{C1} = \frac{v_e(t)}{R_5}$$

et

$$V_1 = -2 (kT/q) \log_e (I_{C1})$$

Ainsi une double réponse logarithmique est générée et nous avons :

$$\log x^2 = 2 \log x$$

et $\log x^{-2} = 1/2 \log x$

* Roth Mean Square.

L'amplificateur au carré convertit le signal en un courant qui traverse les

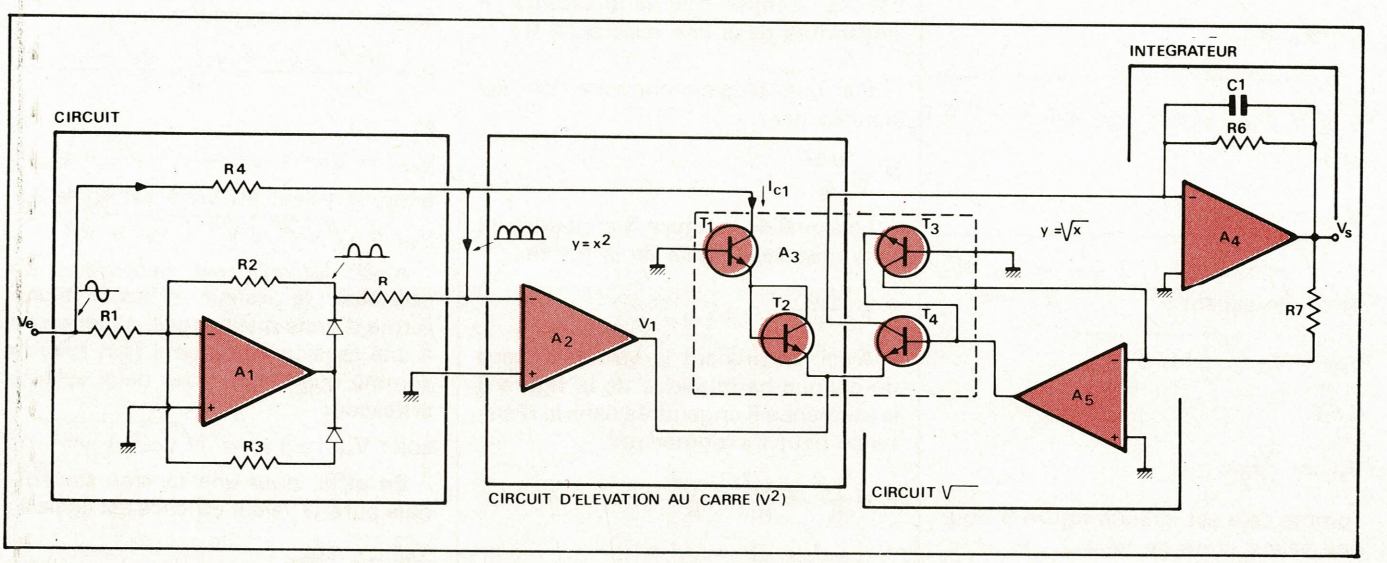


Fig. 8. – Schéma de principe du convertisseur de valeur efficace V≃ du multimètre 8040 A de Fluke.

émetteurs des transistors T_1 et T_2, ces deux transistors couplés aux transistors T_3 et T_4 montés pour former une boucle de contre-réaction, laquelle contraint la tension de sortie d'être la racine carrée de l'intégrale du carré du courant dans les transistors T_1 et T_2.

La tension de sortie de A_2 sera proportionnelle à deux fois le log du courant traversant les transistors T_1 et T_2.

c) Les circuits d'extraction de la racine carrée et d'intégration travaillent ensemble pour permettre le calcul de la valeur efficace vraie. La sortie de l'amplificateur A_5 est appliquée à la base de T_4. La tension de commande de base de ce transistor est déterminée par le courant qui traverse la résistance R_7. Les émetteurs de T_4 et T_2 sont commandés par le courant de sortie du circuit élévateur au carré A_2. Le courant collecteur qui en résulte est proportionnel à la racine carrée du courant dans le circuit élévateur au carré. Les calculs sont maintenant complet et nous disposons à la sortie de A_4 de la vraie valeur efficace appliquée à l'entrée de A_1.

Quelques types de convertisseurs de valeur efficace

De nombreuses méthodes sont utilisées pour convertir une tension de forme quelconque en valeur efficace chacune d'elle possède des avantages et des inconvénients aussi bien au niveau des prix de revient que des caractéristiques. Nous n'examinerons que trois principaux types de convertisseurs ou pour l'un d'entre eux, plusieurs techniques sont utilisées :

- Le convertisseur efficace obtenu par calcul tel celui que nous venons d'étudier.
- Le convertisseur efficace dit thermique qui peut se présenter sous plusieurs formes :
  a) à gain variable
  b) à gain fixe.
- Le convertisseur efficace thermique donnant la valeur efficace par équilibre thermique.

1) Convertisseur thermique à gain variable

Ce type de convertisseur utilise un élément thermique qui convertit en un courant en fonction de sa température le signal d'entrée amplifié et cela quellle que soit la forme de ce signal. Le convertisseur de la **figure 9** est à gain alternatif variable et à ce titre ne peut tenir compte de la composante continue du signal à mesurer. Le principe de ce convertisseur est relativement simple, en effet, la tension inconnue est injectée à l'entrée de l'amplificateur A_1 dont la sortie est chargée par un élément chauffant et un thermocouple. Grâce à l'amplificateur A_2, le gain de A_1 augmentera jusqu'à ce que les tensions correspondantes à v_1 et v_2 soient identiques (la température de Th_2 est maintenue constante). Ainsi, la tension de sortie de A_2 sera proportionnelle à la valeur efficace vraie alternative du signal d'entrée. Les principaux avantages d'un tel convertisseur sont : une bonne précision de mesure, une bonne linéarité et un facteur de crête important. Un inconvénient cependant, la bande passante est relativement limitée et cela est dû au mode de variation de gain de l'amplificateur alternatif utilisé.

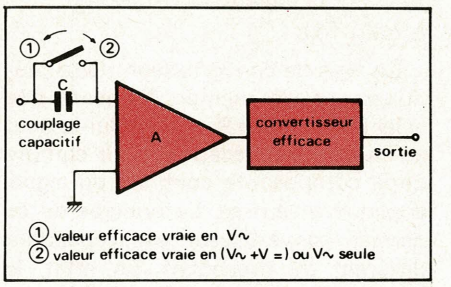


Fig. 7. – Couplage continu ou capacitif de l'entrée du convertisseur efficace d'un multimètre permettant la mesure efficace vraie de (V≃ + V=) ou V≃ seule.

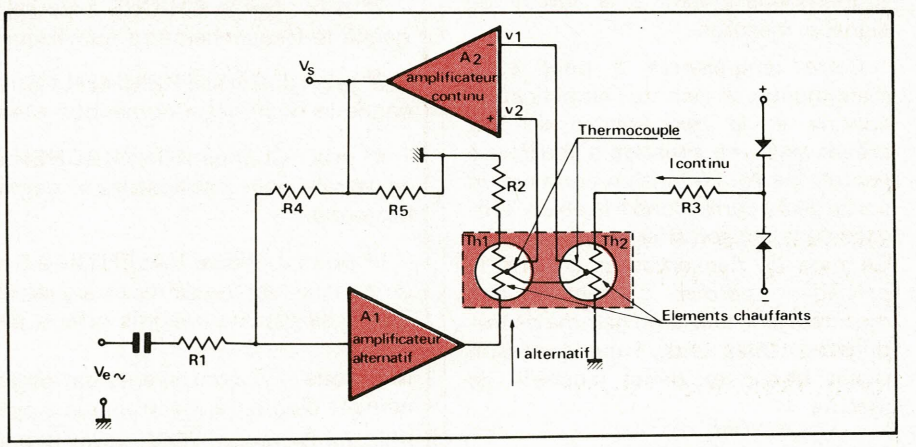


Fig. 9. – Schéma de principe d'un convertisseur efficace thermique à gain variable.

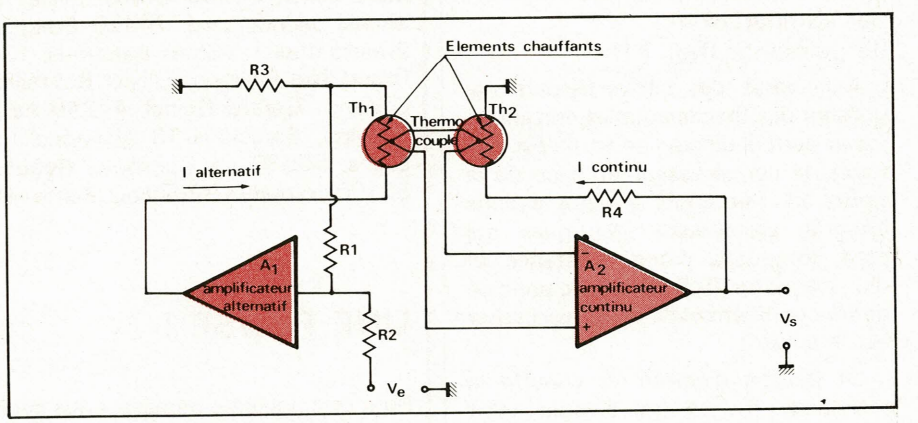


Fig. 10. – Schéma de principe d'un convertisseur thermique à gain fixe.

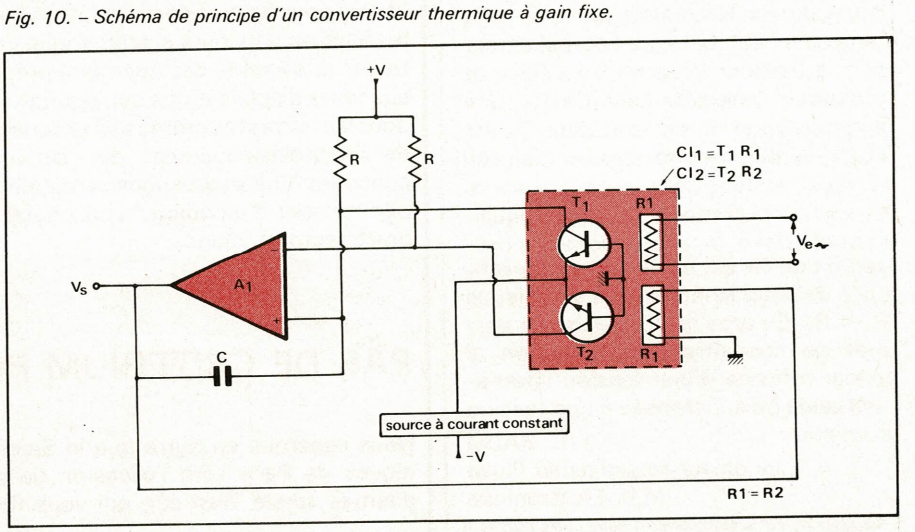


Fig. 11. – Convertisseur efficace par comparaison de puissance à résistances transistors.

2) Convertisseur thermique à gain fixe

Ce type de convertisseur utilise pratiquement les mêmes éléments que celui de la **figure 9**, mais celui-ci peut à l'inverse du précédent tenir compte de la composante continue du signal appliqué à l'entrée. Le principe de ce dernier convertisseur est cependant différent du précédent. En effet, le convertisseur de la **figure 9** a un amplificateur alternatif à gain variable, alors que dans le convertisseur de la **figure 10** le gain est fixe puisqu'il n'est pas commandé par l'amplificateur continu. En fait, la tension alternative a converti en valeur efficace est injectée à l'entrée v_e, puis amplifiée élévant ainsi la température dans l'élément Th_1 proportionnellement à la valeur du signal à mesurer.

Cette température a pour effet d'augmenter le gain de l'amplificateur continu et la température de Th_2 créant ainsi une situation d'équilibre à l'entrée de A_2. La tension continue en sortie de A_2 correspond à la valeur efficace de la tension alternative d'entrée. Ce type de convertisseur comme le précédent permet d'effectuer des mesures dans une large gamme de fréquences mais avec une précision moins bonne en début d'échelle de mesure.

3) Convertisseur efficace par comparaison de puissance (fig. 11)

A l'inverse des convertisseurs qui utilisent des thermocouples non linéaires et dont la tension de sortie est très faible, le convertisseur efficace de la **figure 11** fait appel à deux circuits intégrés strictement identiques qui sont composés d'une résistance et d'un transistor (R_1T_1, R_2T_2). Le principe de fonctionnement de ce convertisseur est le suivant :

La tension d'entrée V_e chauffe la résistance R_1, ce qui a pour effet d'augmenter le courant dans T_1 et la tension à l'entrée (–) de l'amplificateur A_1. La tension de sortie Vs s'élève et provoque l'échauffement de R_2, une augmentation de courant dans T_2 est une diminution de la tension d'entrée (+) de A_1 et donc de la tension de sortie de cet amplificateur. Lorsque l'équilibre est atteint, la tension continue provenant de A_1 est égale à la valeur efficace de la tension d'entrée V_e puisque $R_1 = R_2$. Ce type de convertisseur permet de connaître avec précision la valeur efficace d'une tension alternative seule ou superposée à une tension continue.

J.-C. BAUD
Ingénieur-responsable Fluke
M.B. Electronique

(La suite de cet article paraîtra dans notre prochain numéro).

CRITERIUM DE L'APPLICATION LA PLUS ORIGINALE

CRITERIUM N°4: PALMARES

- **Premier prix : Philippe RENAUDIN** à Lorient (56100) pour son dossier : « Du modulateur de phase à l'anti-Larsen » gagne l'oscilloscope Philips PM 3226.

- **2e prix : Serge CHICHE** à Versailles (78000) pour son « Brouilleur vocal », gagne le fréquencemètre numérique Centrad 445.

- **3e prix : J.-Gérard HEMMER** à Strasbourg (67000) pour son « Phasemètre », gagne le multimètre numérique Métrix 707 A.

- **4e prix : Charles ROHRBACHER** à Dettwiller (67490) pour son « Balayage en spirale pour oscilloscope », gagne 700 F de circuits intégrés offerts par Motorola.

- **5e prix : J.-Pierre VALENTIN** à Beaucaire (30300) pour son « Convertisseur de signaux rectangulaires en signaux triangulaires à amplitude régulée », gagne 300 F de circuits intégrés offerts par Motorola.

Mentions : 17 concurrents ont gagné une calculatrice de poche et un abonnement d'un an à Electronique Applications. Voici leur liste :

Philippe Demeure, 7000-Mons (Belgique) ; Marcel Gaillard, 37000 Tours ; J.-Marc Giner, 95190 Goussainville ; M. Hascoët et Y. James, 14000 Caen ; Michel Jacquemard, 74420 Boège ; Ruggero Bellandi, 25018 Montichiari-Brescia (Italie) ; Gilbert Benarous, 13010 Marseille ; Bernard Boucher, 59153 Grand Fort Philippe ; Olivier Bouthillon, 59500 Douai ; J.-C. Despland, 45100 Orléans ; Gérard Guinel, 44240 La Chapelle-sur-Erdre ; M. Xavier M. Sunol Esquirol, Barcelona-13 (Espagne) ; Jacques Leisy, 68300 St-Louis ; Eddie Lesne, 59530 Le Quesnoy ; Roger Martin, Thiès (Sénégal) ; Claude Patou, 36100 Issoudun ; François Piette, 4900-Angleur (Belgique).

UNE PAUSE !

Pour ce cinquième numéro, nous avons pensé qu'une pause serait la bienvenue et ceci pour deux raisons : la première est que nous ne voulons pas tomber dans le piège du concours systématique qui risquerait de lasser une majorité de lecteurs ; la seconde est que nous préparons actuellement une autre formule de concours d'applications qui répondra davantage aux aspirations des techniciens dont les lettres (nombreuses) proposent des solutions, notamment au problème de l'approvisionnement des circuits intégrés servant de base à chaque concours. Vos suggestions seront une fois de plus les bienvenues car elles nous permettront d'aménager une nouvelle forme de compétition plus adaptée à notre lectorat. Donc...

PAS DE CRITERIUM POUR CE NUMERO 5

Nous espérons en outre que le Salon International des Composants Electroniques de Paris sera l'occasion de converser avec vous de ce critérium et d'autres sujets, bien sûr, qui vous tiennent à cœur.

Dans les moyens et gros ordinateurs, les opérateurs de calcul que nous allons décrire ne sont pas programmés mais câblés, c'est-à-dire réalisés matériellement grâce à des circuits intégrés. Pour ces machines, une grande rapidité d'exécution étant de rigueur, des technologies rapides sont utilisées, mais cela ne suffit pas. Il a fallu concevoir et développer des algorithmes de calcul simples débouchant sur des processus ne réclamant qu'un nombre restreint de fonctions élémentaires, répétitifs et d'une mise en œuvre rapide. En ce qui nous concerne, nous utiliserons l'une de ces méthodes mais en programmant un microprocesseur pour synthétiser les fonctions élémentaires qui sont nécessaires plutôt qu'en les réalisant physiquement. Naturellement cela représentera une vitesse de calcul beaucoup plus faible mais également un coût infiniment réduit.

Calcul en virgule flottante

Généralités

Il existe de nombreux types et méthodes de calcul sur les nombres. Les différences viennent, la plupart du temps, du choix que l'on fait de la façon de représenter ces dits nombres. Les deux familles principales sont les représentations « entières » et « en virgule flottante ». La première attribue aux nombres une taille fixe, c'est-à-dire que si l'on choisit une représentation sur quatre chiffres décimaux, seuls les nombres compris entre 0000 et 9999 pourront être écrits alors que, par exemple, 123400 ne pourra pas l'être. Naturellement, rien n'empêche de dire que ces quatre chiffres sont en fait ceux d'un nombre multiple de 100 comme 123400 mais, dans ces conditions, un nombre plus petit que 100 s'écrira 0000 ce qui nous ramène au concept de taille fixe. La notation « virgule flottante » décrit également des nombres sur un certain volume de chiffres toujours le même mais donne un renseignement supplémentaire, l'exposant, qui exprime la puissance de dix dont est multiple le nombre. Par exemple, sur quatre chiffres 123400 s'écrira 1234 avec un exposant de deux. En effet, 123400 équivaut à 1234 multiplié par 100 donc par dix puissance 2. Une particularité de cette notation apparaît immédiatement, c'est qu'elle n'est pas unique. 12000 pourra aussi bien s'écrire 1200 avec un exposant de 1 (12000 = 1200 x 10) que 0120 avec un exposant de deux.

L'écriture la meilleure est celle qui fournit le plus grand volume de chiffres intéressants pour un nombre donc celle dont le chiffre de gauche sera non nul. En effet, si l'on peut écrire 123456 aussi bien 1234 avec un exposant de deux que 0123 avec un exposant de trois, le nombre de chiffres significatifs de la première notation sera plus grand puisque l'on perdra seulement deux chiffres de droite contre trois chiffres pour le deuxième. La précision la meilleure est atteinte quand le nombre est cadré à gauche, comme le prouve l'exemple précédent : c'est la notation normalisée. A partir de maintenant, rien n'empêche, si ce n'est la taille maximale que l'on s'accorde pour l'exposant, de représenter des nombres très grands ou très petits, à condition de s'astreindre à ne donner qu'une valeur approchée, mais la plus précise possible en fonction du nombre de chiffres choisi. Par exemple, 0.012345 s'écrit 1234 x 10 puissance moins 5 donc l'exposant vaudra moins 5 ou encore 12.3456 que l'on note 1234 avec un exposant moins deux. Signalons également que 1234 s'appelle la mantisse de 12.3456.

Représentation en mémoire

Pour que le microprocesseur puisse faire des calculs, il faut que les nombres sur lesquels il va agir, se trouvent dans sa mémoire. Il va donc falloir choisir une écriture dans cette mémoire qui s'apparentera à la « virgule flottante » mais aussi tenant compte des possibilités fondamentales du microprocesseur. La première nouveauté consiste à ne plus écrire les nombres chiffre par chiffre mais toujours avec des groupes de deux chiffres. Nous savons que la mémoire est un ensemble de blocs de 8 digits binaires (c'est-à-dire des octets) dans lesquels peuvent se loger deux chiffres décimaux notés en BCD. En mettant ainsi deux chiffres décimaux par octet, nous créons dans chaque octet un super chiffre pouvant aller non plus de 0 à 9, mais de 00, 01... à 99. Le microprocesseur qui possède une certaine arithmétique décimale pourra alors se contenter de travailler sur des octets entiers et non pas sur des demi-octets (comme il aurait dû le faire en notation chiffre par chiffre, c'est-à-dire en base 10), ce qui simplifie beaucoup le programme. Naturellement, pour que l'écriture reste homogène, l'exposant, que l'on note sur deux chiffres, représentera une puissance de 100 plutôt que de 10, de même la normalisation (chiffre de gauche non nul) signifiera : super chiffre de gauche non nul. Par exemple 12345.6 s'écrira 0123,456 x 100 puissance 1 donc 0123 avec un exposant de 1. L'écriture est normalisée puisque le groupe de deux chiffres de gauche, ou super chiffre, est non nul. Le deuxième critère d'écriture qui a été choisi est celui de la position de la virgule par rapport à la mantisse. Jusqu'à maintenant nous

avons donné des exemples où la virgule se trouvera à droite de la mantisse ainsi 1223 avec un exposant de 1 signifiait 1223 x 100 puissance 1 soit 122300.

Par compatibilité avec la notation scientifique de machines à calculer de poche en particulier, il est préférable de positionner la virgule à gauche de la mantisse. Dans ce cas 1223 et 1 comme exposant que nous noterons (1) (1223) pour plus de commodité, signifiera : 1223 x 100 puissance 1 soit 12.23. D'autres concessions ont été faites à la simplicité de mise en œuvre du point de vue du microprocesseur, dans le but de simplifier les programmes, en particulier la notation de l'exposant en mémoire. Il ne faut pas oublier que l'exposant peut être négatif, donc doit posséder un signe. Plutôt que de signaler ce signe en plus de l'exposant lui-même, ce qui consomme de la mémoire, l'exposant est écrit en « complémenté » à 100, méthode d'écriture des nombres décimaux négatifs qui est développée dans un paragrahe consacré à l'addition.

Enfin, un octet est réservé au signe de la mantisse qui, elle, même si le nombre est négatif, est écrite d'une façon positive normale et non en complémenté comme l'exposant. Là où la notation en complémenté, barbare mais grande simplificatrice d'opérations, se justifiait pour l'exposant, elle n'a plus rien à faire avec la mantisse qui doit être directement accessible à la compréhension, comme nous le verrons plus tard.

En résumé, un nombre écrit dans la mémoire du microprocesseur se compose en premier lieu d'un octet d'exposant qui est une puissance de cent, permettant, grâce à l'écriture complémentée, de décrire des nombres compris entre 100 puissance moins 50 et 100 puissance plus 49, d'un octet de signe (00 signifie + et 80 hexadécimal signifie –) et d'une mantisse de 6 octets, fournissant une précision de 6 super chiffres ou encore de 12 chiffres décimaux classiques.

Ainsi 8 octets sont utilisés dans la représentation d'un nombre en mémoire. Les petites difficultés introduites par l'écriture spéciale de l'exposant rendues nécessaires par le besoin de réduire au maximum, donc de simplifier, les programmes de calcul, ne sont pas gênantes pour l'utilisateur. Elles peuvent d'ailleurs se contourner par des programmes intermédiaires de conversion très courts, que chacun pourra développer à son gré. Dans la suite de cet article, et jusqu'à l'examen détaillé du programme, nous utiliserons pour les exemples des exposants représentant des puissances de dix, cela pour plus de simplicité, mais en gardant la virgule à gauche de la mantisse. Pour fixer les idées, nous adopterons la notation (exposant) (signe) (mantisse), comme par exemple pour – 123.45 qui sur quatre chiffres s'écrit : – 0.12345 x 10 puissance 3 donc (03) (–) (1234) ou comme 0.006789 qui vaut 0.6789 x 10 puissance moins 2 donc (– 02) (+) (6789).

Addition / Soustraction

La notation complémentée

La notation en complément « à 100 », permet d'additionner directement des nombres entiers de signes différents au lieu d'avoir à soustraire leurs valeurs absolues. Ainsi, les deux opérations, addition et soustraction, se réduisent à une seule, l'addition, associée à un petit programme capable de complémenter des nombres. Le complément d'un nombre sur N chiffres s'obtient en le retranchant de 10 puissance N. Par exemple, le complément de 0439 est 10000 – 0439 = 9561, celui de 001 est 1000 – 001 = 999. Bien sûr, avec par exemple quatre chiffres, il est toujours possible de représenter 10000 nombres mais 5000 seront positifs et 5000 négatifs. Comme zéro est considéré comme positif, on pose par hypothèse que les nombres compris entre 0000 et 4999 seront positifs, ceux entre 5000 et 9999 seront négatifs. Au passage, il est à noter que le complément de 0000 est lui-même, ce qui donne une seule écriture pour zéro contre deux avec la notation à signe séparé : + 0000 et – 0000. Prenons maintenant l'exemple de la soustraction de 0012 à 0042 c'est-à-dire l'addition de – 0012 à 0042.

Le complément de 0012 est 9988. Additionnons : 0042 + 9988 = 10030 en négligeant la retenue, on obtient le résultat souhaité soit 0030. Néanmoins, cette méthode possède un inconvénient. Les débordements de capacité sont difficiles à détecter car ils ne sont pas liés à la retenue qui peut survenir, alors que c'est le cas avec les méthodes d'addition/ soustraction normales. Soit par exemple à additionner deux nombres positifs 4000 et 3000. Le résultat est un nombre négatif, 7000 et il n'y a pas eu de retenue générée, ce qui est pour le moins curieux. Pour signaler un débordement, seuls les signes des opérandes et du résultat sont utiles.

Deux cas sont possibles : la somme de deux nombres négatifs donne un résultat positif et la somme de deux nombres positifs donne un résultat négatif.

Autant que possible, pour éviter ces difficultés, il faudra se placer dans un cas où le débordement est impossible, par exemple, en surdimensionnant les zones où se font les opérations. En récapitulation, pour additionner A et B écrits en notation normale (avec un signe à part), il suffit de complémenter ou non A et B selon leurs signes puis de les additionner et, en fonction de la taille du résultat (supérieur ou non à 5000 sur 4 chiffres par exemple), le complémenter ou non pour obtenir une écriture normale positive.

Pour soustraire B de A, les manipulations précédentes restent valables. Seul change le critère de complémentation de B. Celle-ci doit s'effectuer maintenant si B est positif (contre B négatif pour l'addition).

Dans ces conditions, il est évident qu'au lieu de l'emploi de deux programmes entièrement distincts pour l'addition et la soustraction, il suffira d'écrire un seul programme pourvu d'un test au niveau de la complémentation de B.

Addition en virgule flottante

Nous avons vu plus haut l'addition des nombres entiers, c'est-à-dire les nombres qui se définissent totalement par leur signe et leur mantisse. Ces nombres dont l'ordre de grandeur est fixe et lié directement au nombre maximum de chiffres choisi, sont directement « comparables » entre eux et additionnables chiffres à chiffres. Aucune modification préalable n'est nécessaire si ce n'est une éventuelle complémentation de la mantisse quand le signe est négatif.

Par contre, il n'est généralement pas possible d'additionner directement deux nombres écrits en virgule flottante comme le montre l'exemple suivant. En reprenant la notation introduite plus haut (nombre) = (exposant) (signe) (mantisse), soit à additionner (01) (+) (1234) et (02) (+) (4567) soit puisque, rappelons-le, la virgule se place devant la mantisse, + 1.234 et + 45.67. Il est visible que l'addition de (1234) et (4567) ne donnera pas le bon résultat quelle que soit la position de la virgule et cela parce que les exposants sont différents, les nombres ne sont pas « comparables ». Ils ne le deviendront que lorsque les exposants seront indiqués. Que faire dans ces conditions, dans le cas où les exposants sont différents ? Il suffit tout d'abord de remarquer que les deux écritures :

(01) (+) (1234) et (02) (+) (0123)

sont équivalentes à la perte du chiffre de droite près. La première est la plus

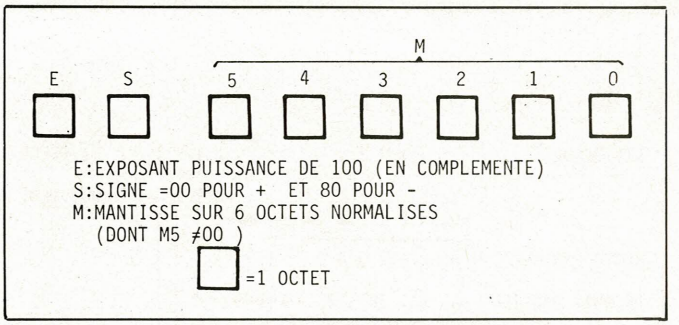


Fig. 1. – Représentation en mémoire d'un nombre.

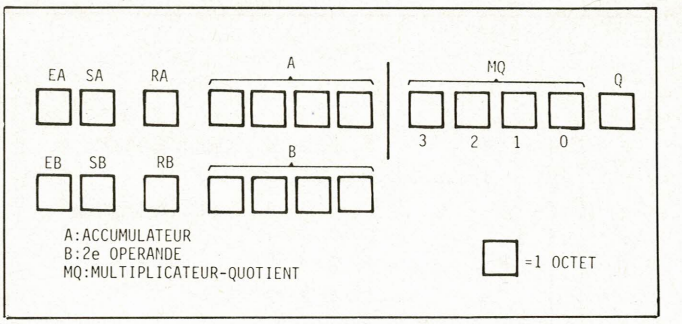


Fig. 2. – Exemple de zone de calcul pour 4 octets de mantisse.

satisfaisante puisque le nombre de chiffres « intéressants » est l'exposant en décalant à droite la mantisse théoriquement autant de fois que l'on veut (il suffit que la mantisse possède un nombre suffisant de chiffres) on ne peut pas toujours faire l'opération inverse. De (02) (+) (0123) on peut revenir à (01) (+) (1234) mais on ne peut plus écrire (00) (+) (2300) car le 1 est le chiffre de gauche donc le plus important et on ne peut se permettre de le perdre. Finalement, l'écriture qui est la seule vraiment valable est (01) (+) (1234) car le chiffre de gauche étant non nul l'on dispose de plus grand volume possible de chiffres significatifs. Cette écriture est dite normalisée c'est le cadrage à gauche de la mantisse. Pour pouvoir additionner nos deux nombres qui sont généralement écrits initialement en « normalisé », il faut égaler les exposants. Nous allons donc décaler à droite d'autant de crans qu'il faudra la mantisse du nombre ayant le plus petit exposant, car ce nombre de décalages correspondra à autant d'additions de 1 à l'exposant. Quand les exposants seront identiques, l'addition pourra s'effectuer. Prenons par exemple (01) (+) (1234) et (01) (+) (5678) qui a l'exposant le plus petit et qui se transforme en (00) (+) (0567) puis en (01) (+) (0056) l'addition donne (01) (+) (1290) soit 0.1290 x 10 = 1.290 qui vaut bien 1.234 + 0.05678 sur 4 chiffres. Il est intéressant également de remarquer que la perte de deux chiffres de droite du petit nombre est sans importance puisque de toute façon l'on ne garde que les 4 chiffres significatifs (de gauche) du résultat.

A ce stade, l'addition n'est généralement pas terminée. Après les décalages qui réalisent l'ajustement des mantisses, les complémentations qu'il aurait fallu effectuer si les nombres avaient été négatifs, l'addition proprement dite reste maintenant la normalisation du résultat. Par exemple, additionnons (02) (+) (1211) et (02) (–) (1234).

Ici l'ajustement des mantisses n'est pas nécessaire puisque les exposants sont les mêmes. Par contre, le deuxième nombre est négatif, il faut donc complémenter sa mantisse : (02) (–) (8766). Additionnons maintenant : 8766 + 1211 = 9977, donc le résultat est (02) (?) (9977). Le signe du résultat reste à calculer. L'examen du chiffre de gauche de la mantisse prouve qu'il est supérieur à 5 donc le résultat est négatif et il faut complémenter la mantisse pour l'écrire en positif : (02) (–) (0023). Ce résultat n'est pas normalisé car le chiffre de gauche est nul. L'opération finale de normalisation qui est très importante puisqu'elle standardise l'écriture des nombres, s'effectuera par des décalages à gauche cette fois-ci de la mantisse, avec des décrémentations de l'exposant. Dans l'exemple donné, le résultat final est (00) (–) (2300) soit – 0.2300.

L'exposant lui, doit être le plus petit possible puisque zéro est naturellement le plus petit nombre possible. (en valeur absolue, bien sûr). En effet, si zéro avait par exemple l'exposant 00 alors additionner (–06) (+) (1234) donnerait à additionner (–03) (+) (0001) puis (00) (+) (0000) par l'ajustement des mantisses d'où un résultat final nul, ce qui serait faux puisqu'il devrait être bien sûr égal à (–06) (+) (1234).

Multiplication / Division

Pour ces deux opérations, les manipulations avec des exposants sont beaucoup plus simples qu'elles ne l'ont été pour l'addition. Il suffit en effet pour multiplier deux nombres, de multiplier leurs mantisses et d'additionner leurs exposants tandis que la division soustraira les exposants et divisera les mantisses. C'est à ce point qu'apparaît la simplicité issue de la notation des exposants en complémenté, puisque tout traitement se résoudra pour eux à une addition dans le cas multiplicatif ou à une complémentation et addition dans celui de la division. Concurremment, il est temps de préciser les raisons qui ont présidé au choix de l'écriture en mémoire des mantisses en notation positive avec signe séparé plutôt qu'en notation complémentée comme c'est le cas pour les exposants.

Ce dilemme met en balance plusieurs arguments. D'abord, le « complémenté » aurait permis de supprimer dans l'addition plusieurs complémentations et d'opérer directement sur les nombres de signes différents. Mais bien que l'on connaisse des algorithmes de multiplication en complémenté, ceux-ci restent assez compliqués. Il aurait donc fallu ajouter à la multiplication ces complémentations supprimées de l'addition, pour pouvoir finalement ne multiplier que des nombres positifs. La raison principale du choix reste le besoin d'une grande simplicité d'utilisation. L'écriture avec signe à part permet en effet une lecture immédiate par l'utilisateur et donc un échange direct entre celui-ci et le calculateur, sans système de conversion intermédiaire lors de l'entrée ou de la récupération des résultats.

Nous n'avons pas parlé du calcul du signe qui est le même pour la multiplication et la division. Supposons que les plus soient notés 0 binaire et les moins 1. Le signe du résultat est lui-même le résultat d'un OU exclusif entre les signes des deux opérandes. Cette fonction logique est d'ailleurs une instruction du microprocesseur, donc d'une mise en œuvre immédiate.

Les algorithmes

Les algorithmes qui ont été choisis pour réaliser ces deux opérations sont très liés à l'organisation physique des zones de calcul que nous allons décrire maintenant.

Ainsi que le montre la **figure 2,** trois registres sont utilisés et nommés A, B et NQ. NQ est collé à la droite de A, B se trouve n'importe où. On ajoute à la droite de NQ une case supplémentaire que l'on appelle a. En raisonnant sur une écriture à quatre chiffres, A, B, NQ possèdent chacun quatre cases dont chacune peut contenir un chiffre.

Multiplication

Le calcul va se faire exactement comme l'on procède à la main. Examinons l'exemple de la **figure 3.1.** Il s'agit

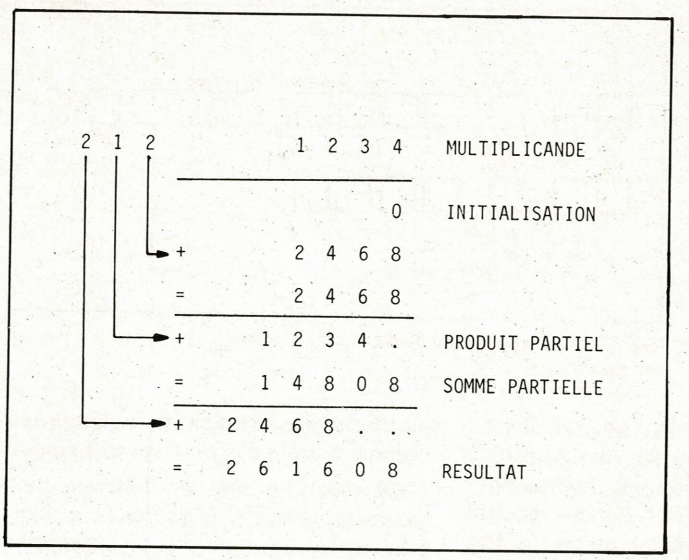


Fig. 3.1. – Exemple de multiplication.

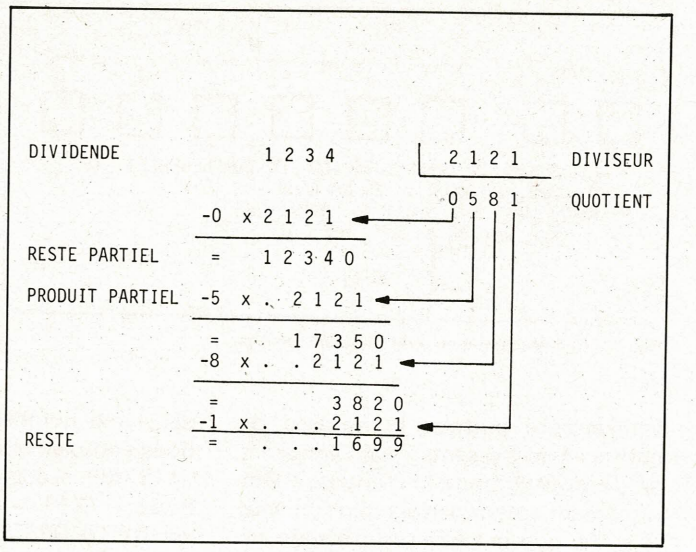


Fig. 3.2. – Exemple de division.

de fabriquer autant de produits partiels que de chiffres au multiplicateur en multipliant ces chiffres par le multiplicande, puis d'ajouter ceux-ci à une somme partielle en les décalant à gauche d'autant de crans que la position du chiffre choisi dans le multiplicateur. Ce qui revient à ajouter lès produits partiels à une somme partielle sans cesse décalée vers la droite.

Ainsi donc l'opération se déroulera ainsi :

On commence par placer le multiplicateur dans A puis on effectue quatre décalages à droite de l'ensemble ANQ ce qui place le multiplicateur dans NQ et met zéro dans A. Puis on lit le chiffre 0 de NQ qui est le chiffre de droite du multiplicateur et on l'utilise comme compteur pour additionner un certain nombre de fois B dans lequel on a placé le multiplicande à A. Après cela A contient le premier produit partiel et donc aussi la première somme partielle. On décale alors l'ensemble ANQ à droite d'un cran. La case 0 de NQ contient le deuxième chiffre du multiplicateur et la somme partielle qui se trouvait préalablement dans A, est maintenant à cheval sur A et NQ, mais se trouve bien décalée à droite par rapport à B qui contient le multiplicande. On répète ainsi l'opération décrite quatre fois. Finalement, ANQ contient le résultat exact de l'opération en double longueur sur 8 chiffres. Aucune retenue n'est à craindre sur A puisque le produit de deux nombres inférieurs à 1, telles que sont les mantisses des deux opérandes, (puisque la position de la virgule est tout à fait à gauche) ne peut être qu'inférieur à 1.

Par contre, il se peut que le chiffre de gauche de A soit nul. Dans ce cas, il faudra normaliser le résultat en décalant ANQ d'un cran à gauche et en retirant 1 à l'exposant du résultat. L'organigramme de la multiplication et de la division est donné à la **figure 4**.

Division

Examinons l'exemple de la **figure 3.2**.

Il s'agit de trouver combien de fois le dividende contient le diviseur. De soustraire le produit partiel obtenu du dividende et de recommencer l'opération avec le reste de cette soustraction et le diviseur décalé d'un cran à droite. A moins que cela soit le reste qui se décale à gauche, les chiffres du quotient sont ceux qui, multipliés au diviseur, ont formé les produits partiels.

La **figure 4.2**. explicite l'organigramme de la division.

A est initialement chargé avec le dividende et B avec le diviseur. B est soustrait de A (en complémenté et additionné) autant de fois qu'il faut pour que A devienne négatif. Du fait de la normalisation des opérandes, ce nombre, appelons-le C, n'excèdera pas 10 sauf si B est nul auquel cas il faut signaler l'erreur d'une division par zéro.

Puisque B a été soustrait une fois de trop, on ajoute une fois B pour rendre A positif et C est décrémenté de 1. On range ensuite C dans la case Q à droite de AMQ et l'on décale cet ensemble d'un cran à gauche. Q se trouve alors dans la case 0 de MQ et A qui contient le reste de la soustraction est bien décalé à gauche par rapport à B, le diviseur.

Une fois cette opération effectuée quatre fois, le quotient aura grandi dans MQ de droite à gauche, d'où le choix du sigle MQ qui désigne le multiplicateur aussi bien que le quotient. La normalisation du résultat s'effectuera simplement en déplaçant MQ dans A, puis en décalant A vers la gauche en diminuant de 1 l'exposant du résultat jusqu'à ce que le chiffre de gauche de A soit non nul.

Dans le cas de la division tel que nous venons de le décrire, les décalages à gauche peuvent occasionner des débordements de capacité de A, c'est pourquoi il est bon de rajouter à gauche de A une case supplémentaire qui contiendra les retenues éventuelles.

Etude du programme

Généralités

Le programme que nous allons développer, maintenant que les principes de base des quatre opérations arithmétiques usuelles ont été précisés, est soumis à plusieurs contraintes dont la principale est certainement la taille. En effet, cette application d'un microprocesseur non spécialisé aux calculs arithmétiques est destinée à être utilisée avec la plus grande souplesse aussi bien d'un point de vue matériel qu'au niveau de la programmation annexe dont l'utilisateur l'enveloppera. Le choix matériel s'est donc tout naturellement porté sur un support classique, une mémoire PROM de 512 octets d'où une contrainte de dimension du programme assez dure pour un opérateur d'addition, soustraction, multiplication, division en virgule flottante sur douze chiffres. Nous verrons qu'il faudra simplifier le plus possible les organigrammes et utiliser quelques astuces de programmation, cela même au détriment de la présentation des nombres opérandes et résultats. Néanmoins, nous exposerons par la suite comment effectuer les légères conversions qui s'imposeront.

L'une des propriétés que doit également posséder un tel programme est la facilité avec laquelle il doit pouvoir être utilisé par un autre programme. C'est essentiel car il n'a pas de fonction

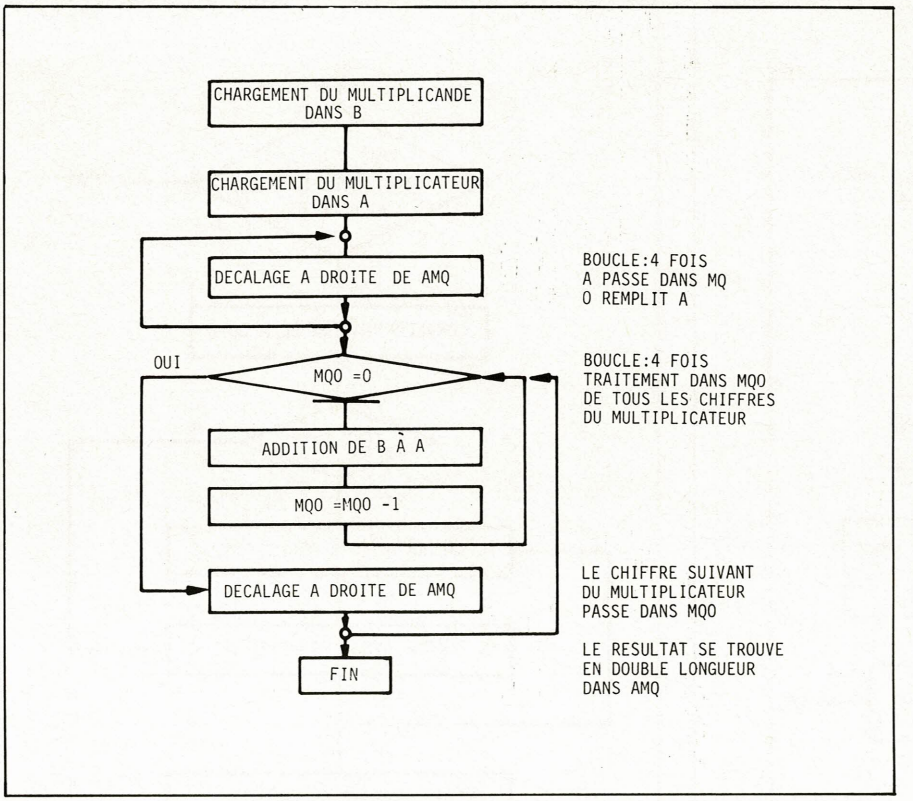


Fig. 4.1. – Organigramme de multiplication de mantisses (pour 4 octets).

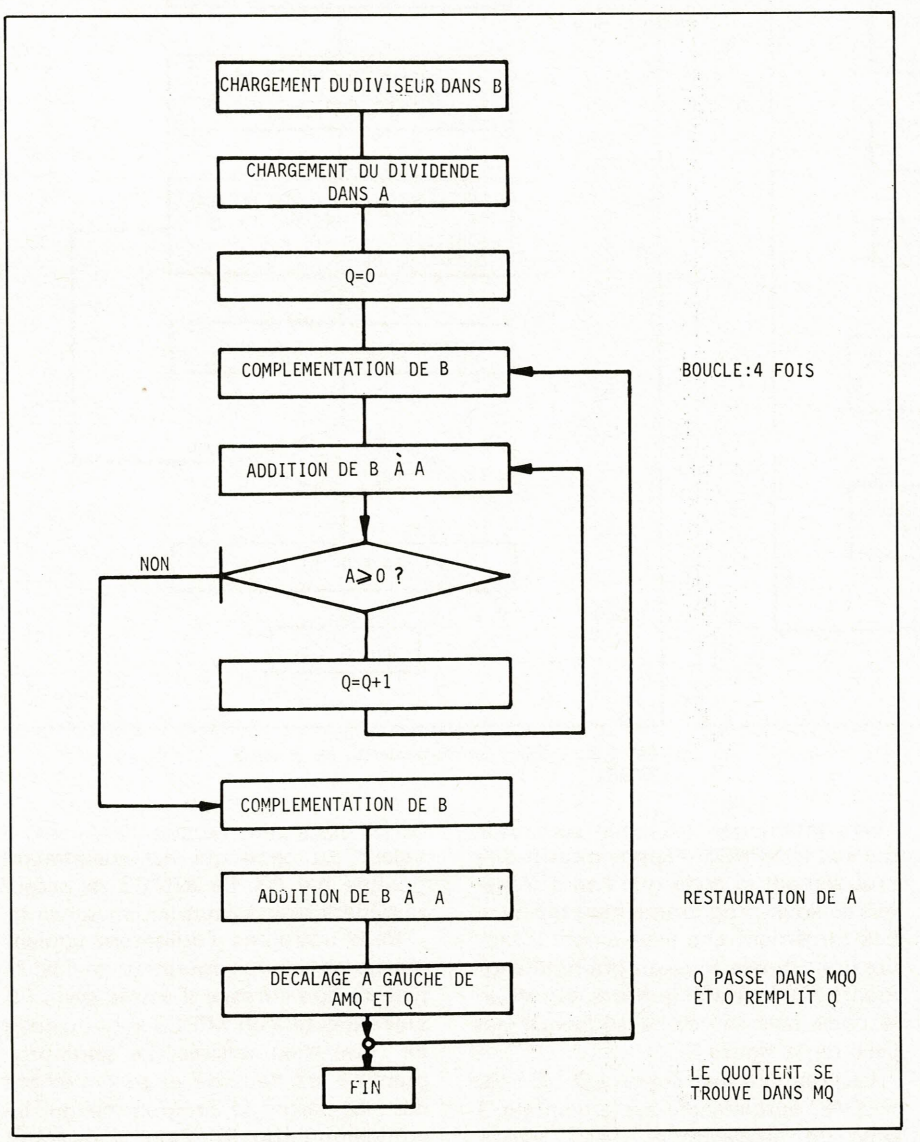


Fig. 4.2. – Organigramme de division de mantisses (pour 4 octets).

réelle propre. C'est uniquement un opérateur de calculs, un programme utilitaire capable d'exécuter des opérations à un certain endroit en mémoire. Dans tous les cas d'applications, il faudra créer un autre programme adapté au problème à résoudre et qui mettra en œuvre l'opérateur de calcul. Ce sera, dans l'exemple d'un cumul de dossiers, un programme capable de lire des nombres sur des organes d'entrée (clavier, capteur, etc.) de les diriger vers la zone de calculs de l'opérateur, d'appeler la fonction addition de celui-ci et, au besoin, de ranger les résultats dans un organe de sortie.

Pour que cet opérateur puisse être pratique, il faut donc en faire un sous-programme, car c'est la seule méthode de programmation qui réalise parfaitement cette fonction de disponibilité totale d'un programme vis-à-vis d'un autre. Les choix suivants dépendent en grande partie de la structure du microprocesseur utilisé ici : le SC/MP. Celui-ci ne possède en effet que trois pointeurs permettant d'accéder en mémoire et aussi l'appel de sous-programmes par l'instruction XPPC qui a déjà été décrite et sur laquelle nous ne reviendrons pas. Si l'on ne veut pas avoir à changer constamment le contenu des pointeurs, manœuvre grande dévoreuse d'octets de programme, il faut assigner chacun de ceux-ci à une tâche bien particulière. Il est pratique d'en réserver deux pour la gestion de la mémoire. Un pour adresser une zone « paramètre » où s'entasseront tous les compteurs et valeurs temporaires dont on peut avoir besoin, un autre pour pointer la zone mémoire où s'effectueront les transformations intéressantes, ici ce sera la zone de calculs composée des trois registres A, B, MQ, des signes et exposants de A et B, etc. Il ne reste donc qu'un pointeur pour l'appel du sous-programme opérateur. L'utilisateur placera dans ce pointeur (par ex. P3) l'adresse d'entrée dans l'opérateur et fera XPPC3. Tant que l'opérateur s'exécutera P3 contiendra l'adresse permettant de retourner dans le programme de l'utilisateur. Il ne faudra donc pas toucher à P3 ou alors le préserver quelque part en mémoire, pour le restaurer juste avant l'exécution du XPPC3 qui nous ramènera dans le programme appelant.

Finalement, nous n'avons droit qu'à un seul pointeur donc à un seul sous-programme opérateur, alors qu'il aurait été très simple de transformer chacune des quatre opérations +, –, x, / en autant de sous-programmes différents et indépendants. Comme tel n'est pas le cas, nous utiliserons une méthode simple et très fréquente dans les applications du SC/MP. C'est celle

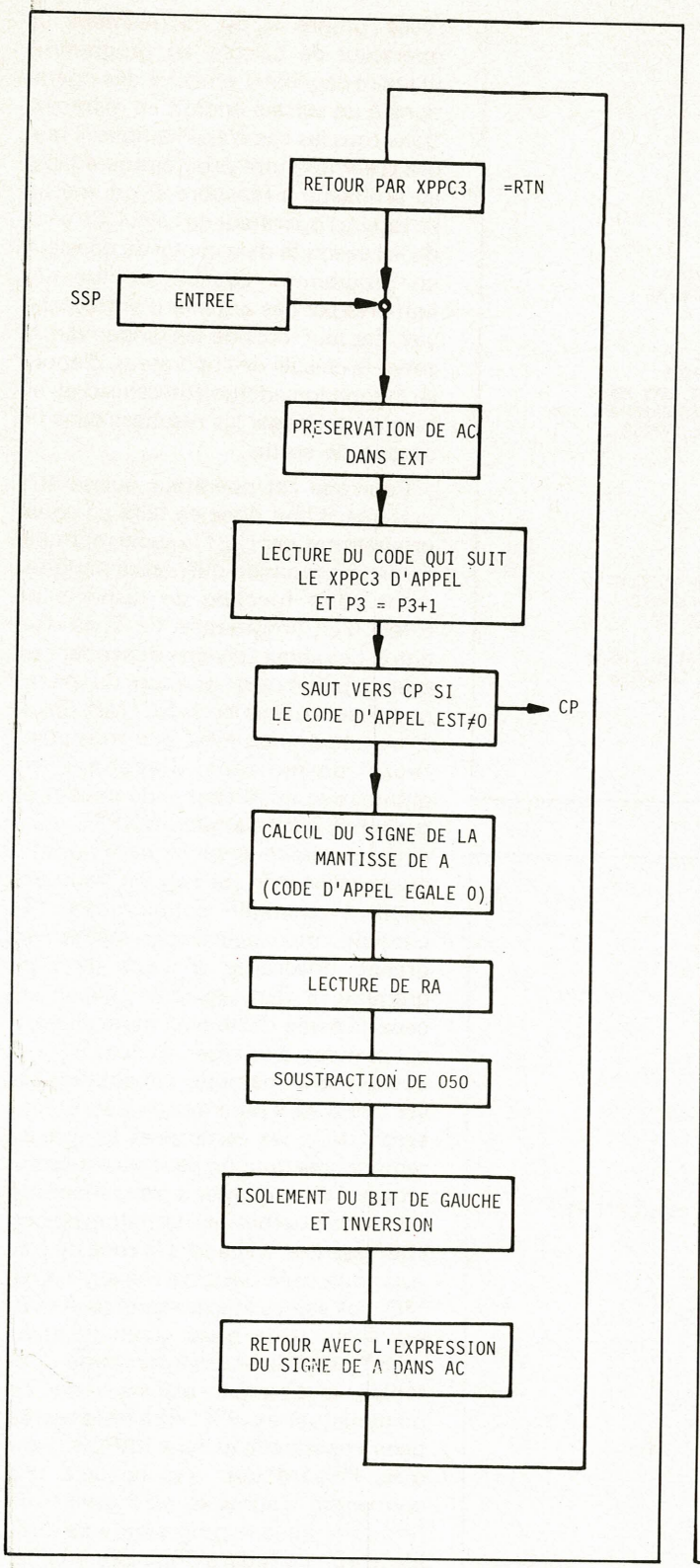


Fig. 5.1. – Entrée du niveau interne de SSP. SSP : signe de A (SIGNA).

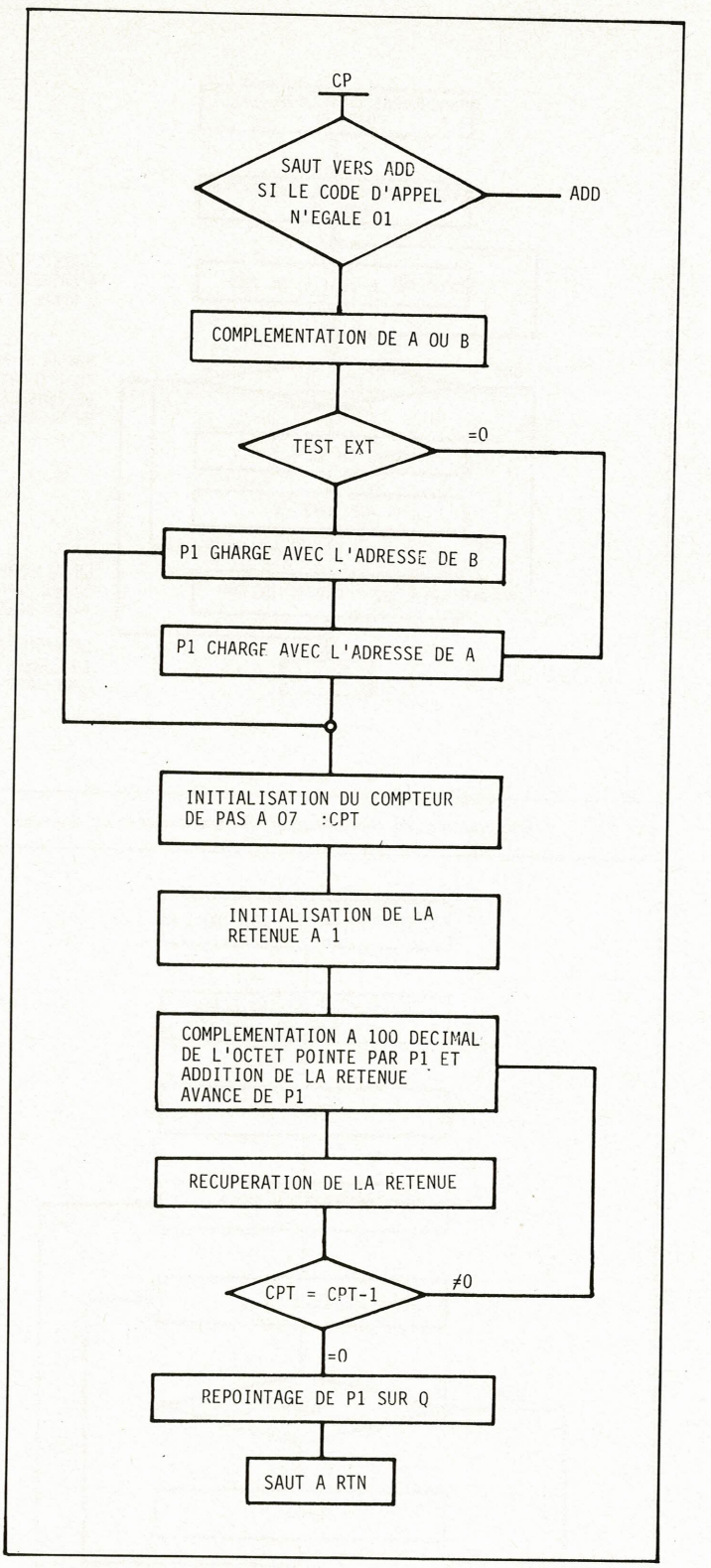


Fig. 5.2. – SSP : complémentation de A ou B (CPAB).

qui consiste à placer juste après le XPPC3 du programme d'appel, un code permettant de distinguer dans le sous-programme quelle partie précise l'on veut exécuter. Examinons le mécanisme d'appel en détail. Le XPPC3 échange les contenus de P3 et PC donc P3 contient l'adresse où est installé le XPPC3. Si un code intéressant le suit, il suffira d'aller le chercher à l'adresse (P3) + 1. C'est ce que fera le sous-programme. Lors du retour de celui-ci par un autre XPPC3, la première instruction exécutée sera celle qui suit le XPPC3 d'appel, c'est-à-dire précisément le code que l'on a transmis au sous-programme mais qui n'est pas forcément une instruction. Il faudra donc que le sous-programme augmente P3 de 1 afin que lors du retour, le code soit sauté. La séquence est celle de la **figure 8.**

La première instruction LD 01 (3) = LOAD autoindexée sur le pointeur 3 avec un déplacement de 1 réalise l'opération P3 = P3 + 1 ensuite le LD 00 (3) place dans l'accumulateur AC la valeur du code qui est maintenant pointée par P3. Le XPPC3 de retour ramènera bien à l'instruction suivante.

Dans notre cas, l'utilisateur voulant mettre en œuvre l'opérateur de calculs placera son adresse d'entrée dans P3 puis exécutera un XPPC3 suivi du code de l'opération désirée. Le sous-programme lira ce code et se branchera dans la partie de programme qui lui correspond (**fig. 9**). Pour augmenter encore la souplesse d'utilisation, l'opé-

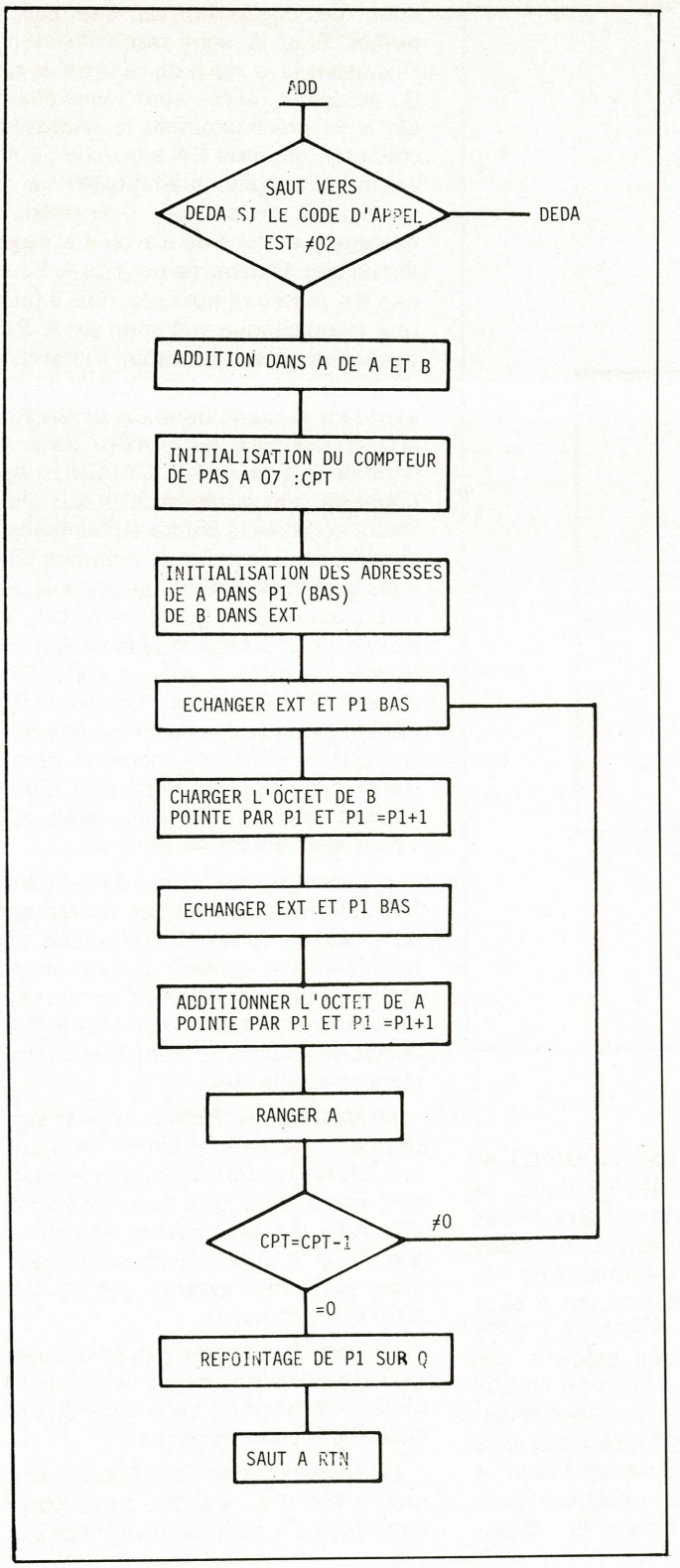


Fig. 5.3. – SSP : addition dans A de A et B (ADD).

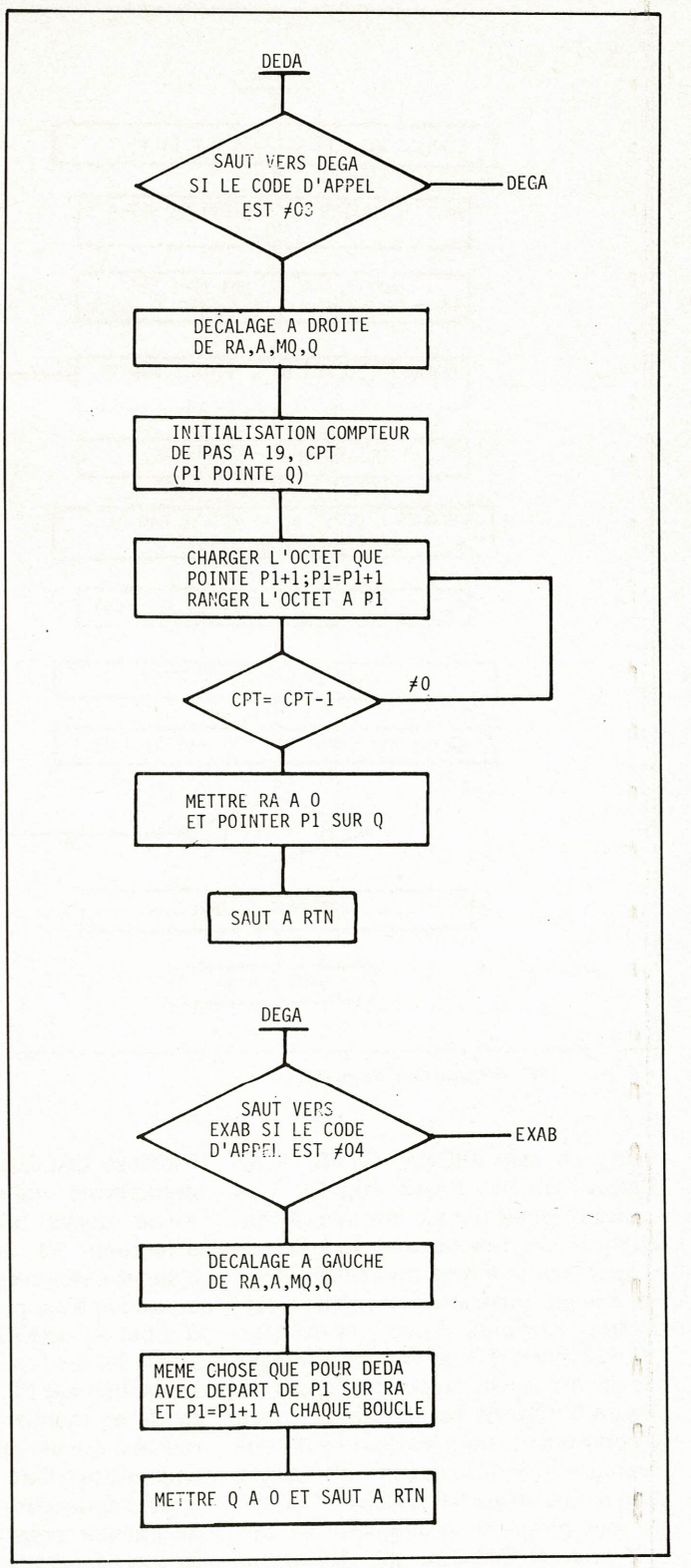


Fig. 5.4. – SSP : décalages de RA,A, MQ,Q (DEDA, DEGA).

rateur est prévu pour, s'il reconnaît un code égal à zéro, prendre comme véritable code d'opération, le contenu de l'accumulateur.

Néanmoins l'emploi du pointeur P3 n'est pas aussi simple tout au moins d'une façon interne à l'opérateur de calcul. Celui-ci en effet se compose en grande partie de modules qui reviennent souvent et dans les organigrammes de chacune des quatre opérations. Ce sont des fonctions comme les complémentations de A ou B, les décalages à gauche et à droite etc. C'est pourquoi, bien sûr, celles-ci ont été écrites comme des sous-programmes de l'opérateur de calcul qui est lui-même un sous-programme. Comme le pointeur P3 est utilisé pour cela, il ne pourra conserver toujours l'adresse de retour au programme de l'utilisateur. Donc la séquence utilisée est celle-ci : dès l'entrée dans l'opérateur par appel du programme de l'utilisateur par XPPC3, l'adresse de retour est transférée au P3 en mémoire (après la recherche du code qui suit XPPC3) puis P3 est chargé avec l'adresse d'entrée du bloc de sous-sous-programme interne à l'opérateur.

Enfin, quand le temps est venu de retourner au programme de l'utilisateur, l'on recharge P3 avec la valeur préservée et l'on retourne à l'adresse d'appel par XPPC3.

Le sous-programme interne à l'opérateur rassemble plusieurs opérations fondamentales qui sont utilisées sou-

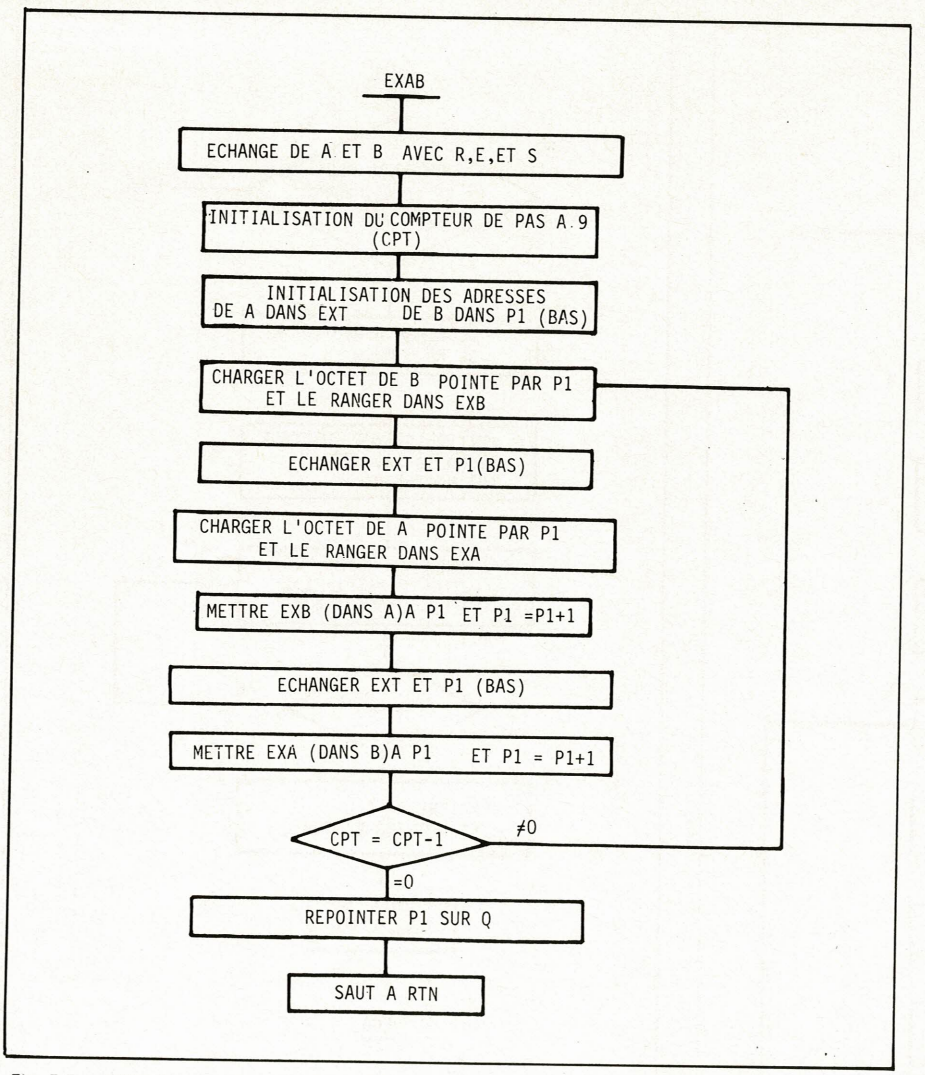


Fig. 5.5. – SSP : échange total de A et B.

vent : ce sont SIGNA, CPAB, ADD, DEGA, DEDA, EXAB **(fig. 5)**. Des codes d'appels ont été attribués à chacune de ces fonctions et la méthode d'appel est la même que celle qui est utilisée par l'opérateur lui-même c'est-à-dire l'emploi d'une instruction XPPC3 (avec P3 contenant l'adresse de départ) suivie d'un code d'appel. La **figure 9** résume les différents codes d'appel utilisés pour les deux sous-programmes CALCUL et SSP. SSP existe afin d'être utilisé par CALCUL (qui est le sous-programme opérateur de calcul) et c'est CALCUL que l'utilisateur éventuel appellera pour effectuer les quatre opérations arithmétiques. Mais rien n'empêche l'emploi par l'utilisateur de SSP dans le cadre de manipulations plus spéciales sur les nombres.

Organigramme principal

Etudions maintenant l'architecture de ce programme CALCUL **(fig. 6)**.

6A – C'est la zone d'entrée dans le sous-programme.

Dès le branchement dans celui-ci à l'adresse CALCUL par un XPPC3 du programme utilisateur, il s'agit de savoir quelle opération devra être effectuée P3 contenant l'adresse d'appel. Celui-ci est incrémenté de 1 et se trouve ainsi positionné sur le code d'appel qui doit suivre XPPC3. Il suffit alors de lire ce code grâce à une indexation par P3. Le code est ensuite rangé en mémoire. C'est l'accumulateur AC qui est rangé à sa place si ce code est nul. Cela permet de fournir le code d'appel par l'accumulateur (donc de pouvoir préalablement le « calculer » si nécessaire).

6B – P3 va, en attendant la fin du sous-programme, sauter maintenant à l'appel du deuxième sous-programme utilitaire SSP. Le contenu de P3 doit donc être préservé en mémoire et remplacé par l'adresse d'entrée dans SSP.

6C – A et B sont mis au format interne. Revenons à la **figure 2** qui représente la zone de mémoire où s'effectuent les calculs. La description y est faite pour des mantisses A, B MQ de quatre octets de longueur. En réalité trois fois six octets sont réservés à ces trois zones, ce qui permet d'écrire des nombres de six fois deux chiffres donc de douze chiffres. Les cases notées E et S sont respectivement l'exposant et le signe du registre A, ou B auxquels elles sont associées. On a vu précédemment la nécessité d'ajouter une case RA à gauche de A, qui lors d'opérations effectuées sur A permettrait de contenir une retenue éventuelle et donc de n'avoir à prévoir aucun test de débordement de A. Pour que RA puisse remplir son rôle, il faut que, avant chaque opération sur A, RA contienne zéro. Le format « interne » d'un nombre écrit dans A sera ainsi : exposant et signe dans CA et SA RA = 0 et mantisse du nombre dans A (interne à l'opérateur CALCUL). Au cours de calculs répétitifs et sur plusieurs nombres, il faudra certainement stocker des résultats en mémoire ailleurs que dans la zone de calcul A, B. MQ. Il est évident que dans ce cas, le format de stockage le plus simple ou format « externe », sera de coller EA, SA et A, RA n'étant pas nécessaire. On obtient ainsi un bloc de huit octets que l'on pourra placer en mémoire parmi d'autres et ce qui est important, à une adresse multiple de huit donc qui s'écrit simplement en binaire.

Le passage d'un format à l'autre est fait automatiquement par l'opérateur de calcul. Il suffira à l'utilisateur de transférer son nombre de la zone de stockage à la zone de calcul en mettant bien exposant et signe dans EA et SA, l'octet de gauche de la mantisse étant alors mis dans RA.

Le passage au format interne sera fait par le sous-programme en décalant RA,A d'un cran à droite et en mettant RA à zéro. Une fois l'opération effectuée, le travail inverse sera effectué (RA ≠ 0) et le résultat sera disponible en format externe, prêt à être stocké si nécessaire.

La zone B possède également une case RB pour des raisons de compatibilité avec l'écriture de la zone A. Elle subira le même traitement.

La dernière phase de 6 C consiste à mettre MQ,Q à zéro afin de préparer cette zone aux opérations qui vont suivre.

6D – Tout est en place, l'opération choisie peut s'effectuer. Chaque opération est représentée par un morceau de programme vers lequel il faudra se brancher. C'est le code d'appel, préservé plus haut, qui fournit les positions de l'aiguillage. Celui-ci consiste en une suite de comparaisons entre le code d'appel et les codes des différents morceaux de programme. Dès qu'il y a identité entre les deux, le morceau est exécuté, sinon on effectue un branchement au module de comparaison du morceau suivant, etc. Si un mauvais code est utilisé, ce sera le der-

nier morceau qui sera choisi. Comme le montre la **figure 10,** on procède par une suite de OU exclusif (XOR) et de test à zéro. En effet, si deux valeurs X et Y sont égales alors X XOR Y est nul. (OU exclusif bit à bit).

En fait, le code d'appel n'est pas comparé avec 01, 02, 03, etc. car la première comparaison modifiera le code. On s'arrange alors pour que les comparaisons suivantes compensent cette modification. Il y aura une comparaison XOR avec 01 mais la suivante se fera avec 03 ce qui serait revenu à comparer immédiatement avec 02 car 01 XOR 03 = 02. Nous laissons le lecteur méditer à ce sujet.

6E – Les opérations seront décrites en détail par la suite.

6F – Standardisation de A. Il s'agit de replacer A selon un format externe (RA ≠ 0) avant de sortir du sous-programme. Les opérations arithmétiques sur la mantisse A peuvent avoir rendu les octets de gauche nuls. En particulier, lors d'une soustraction (exemple : 1234 – 1200 = 0034).

Un certain nombre de décalages à gauche de RA,A permettra de reconstituer une mantisse « cadrée à gauche » conforme au format externe où RA doit être non nul. Naturellement, chaque décalage à gauche effectué devra être accompagné d'une diminution de 1 de l'exposant EA.

6G – Dans le cas où l'opération 6F est effectuée huit fois sans effet (RA toujours nul), on doit conclure à une valeur nulle de la mantisse A. SA doit alors être mis à 00 pour donner un signe + et EA est forcé à la plus petite valeur possible pour un exposant compte tenu de la marge de sécurité – 25, + 25, soit à – 25 ou en complémenté à 75. Rappelons, en effet, que la taille d'un nombre est donnée non par la mantisse mais par l'exposant 0 qui est le plus petit de tous en valeur absolue, doit donc posséder l'exposant le plus petit. Il aurait été, certes, plus agréable, de prévoir un traitement spécial pour le zéro mais la contrainte de taille sur le programme l'a empêché.

6H – Standardisation de B.

B passe au format externe par un décalage à gauche de RB,B.

6I – Le moment est venu de sortir du sous-programme. P3 contient toujours l'adresse SSP. L'adresse de retour dans le programme appelant, préservé en 6 B, est stockée à nouveau dans P3.

6J – L'instruction SPPC3 assure le retour de sous-programme au programme utilisateur.

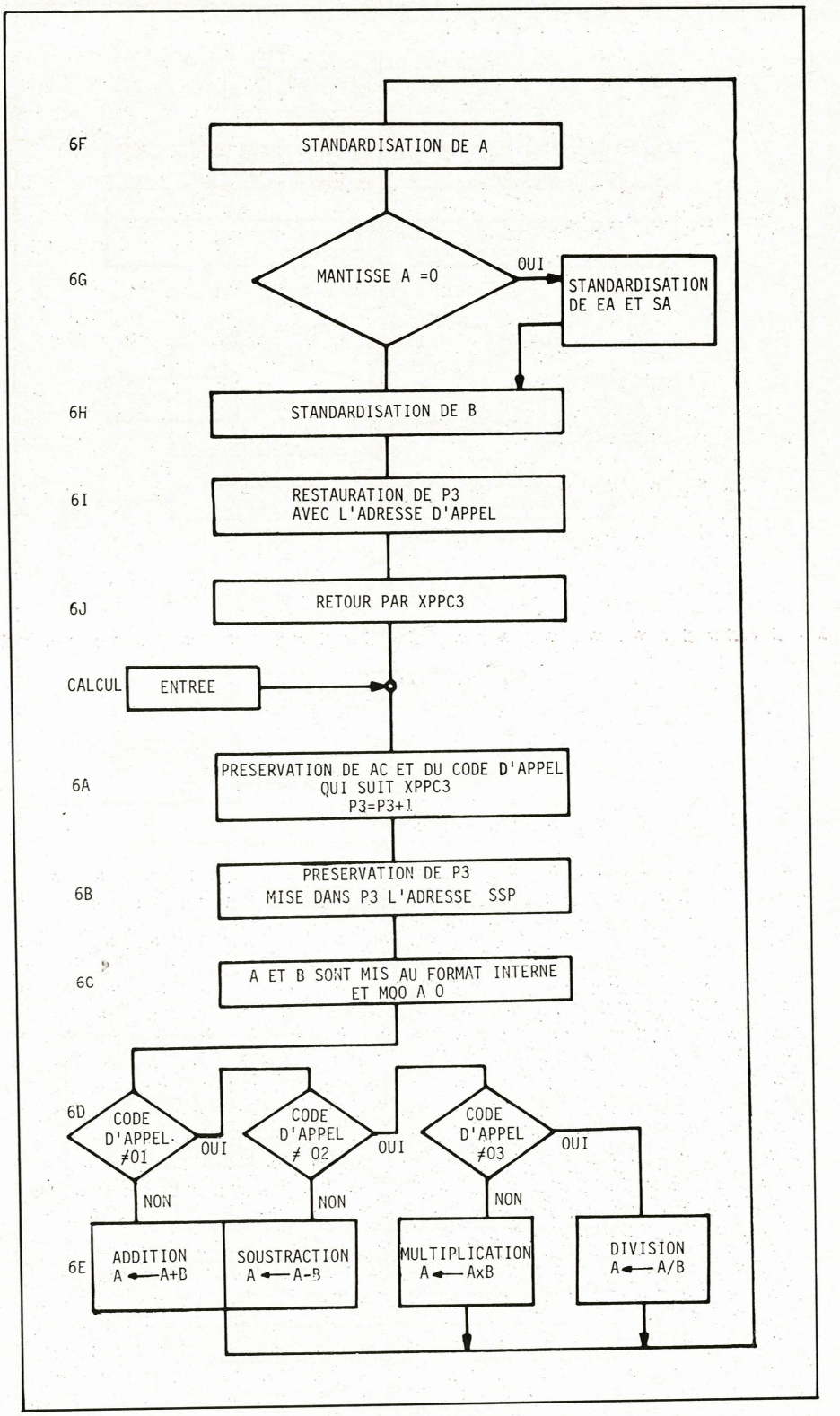


Fig. 6. – Organisation générale.

Sous-programme secondaire (SSP)

Ce sous-programme qui débute à l'adresse SSP (voir **figure 5**) est appelable également par P3. Il est constitué de plusieurs morceaux réalisant chacun une fonction élémentaire qu'utilise souvent l'opérateur de calcul. Le mode de sélection de ces morceaux est le même que celui utilisé pour l'opérateur (**fig. 10**). Le code d'appel étant lui aussi placé après le XPPC3 de branchement au sous-programme. La liste des codes est donnée **figure 9**.

Description des fonctions

SIGNA (fig.5-1) – Lors d'opérations sur les mantisses A et B qui peuvent être complémentées ou non selon les cas, le résultat dans A peut être négatif. Si cela arrive, il faudra pouvoir le

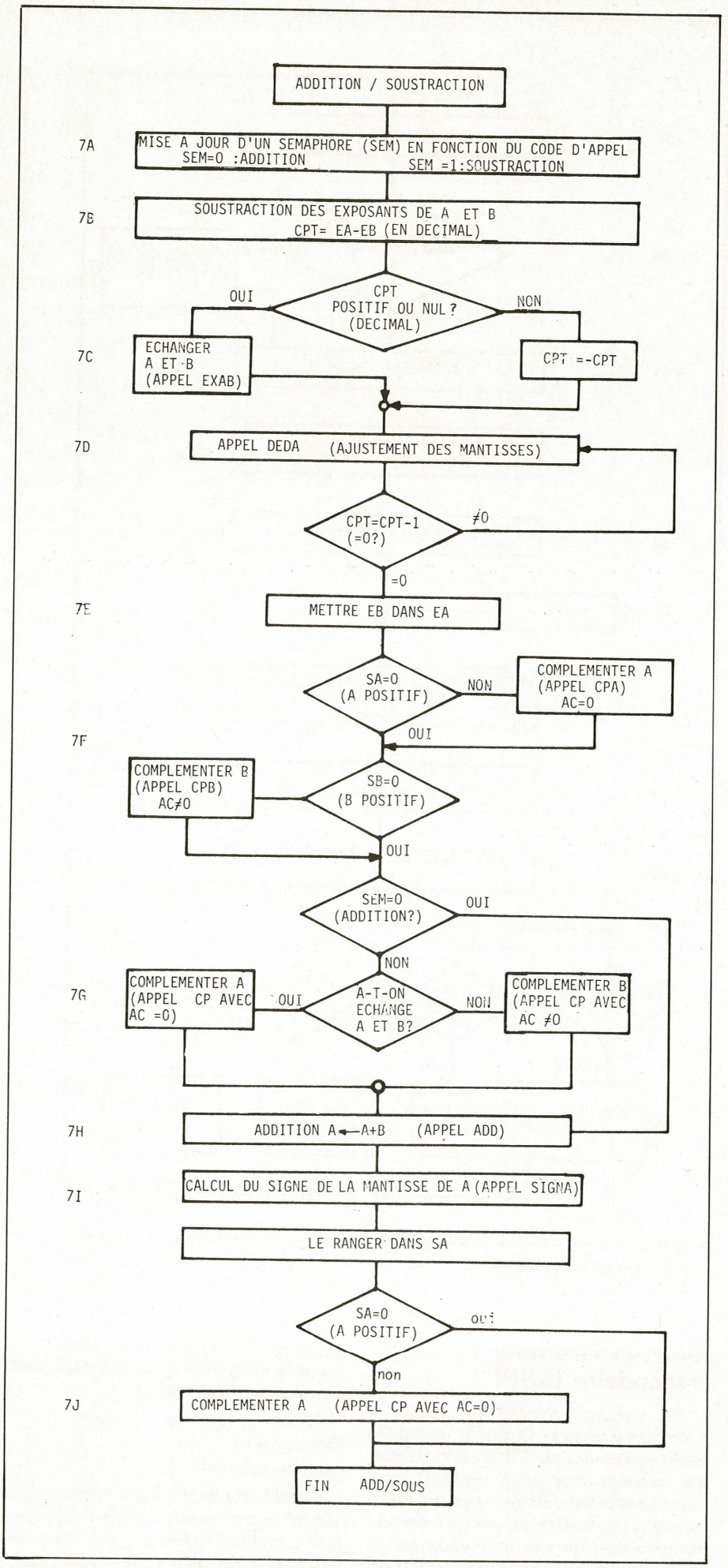


Fig. 7. – Module addition/soustraction.

reconnaître pour mettre à jour le signe séparé SA et complémenter A qui doit toujours être écrit en « positif ».

Nous avons vu précédemment que l'écriture décimale complémentée distingue nombres positifs et négatifs selon qu'ils sont inférieurs ou supérieurs à 5000 (sur 4 chiffres par exemple). Il suffira donc, pour extraire le, signe, de comparer l'octet de gauche à S0 ; on soustrait S0 à cet octet et en comparant le résultat à 0 l'instruction, JP, qui effectuera un saut si le résultat est positif en binaire cette fois-ci.

Le programme SIGNA laissera après son exécution, le signe de A dans l'accumulateur AC sous la forme habituelle : 00,+ = 80,–.

CPAB (fig. 5-2) – Cette fonction complémente la mantisse de A ou celle de B selon le contenu de AC.

Pour cela elle remplit P1 avec l'adresse de l'octet de droite de A ou B. Puis elle complémente à 100 sept octets à gauche de P1. Pour complémenter à 100 un octet, il faut le soustraire de 100 en décimal. Le SC/MP ne possède pas d'instruction de soustraction décimale, il faudra donc procéder en binaire. Nous ne reviendrons pas sur la méthode de soustraction binaire. Disons seulement qu'ici, elle consiste à complémenter bit à bit l'octet et à l'ajouter à 9A hexadécimal (= 99 + 1) puis à ajouter la retenue « décimale » issue de la complémentation de l'octet précédent. Pour le premier octet, cette retenue est prise égale à 1.

La difficulté de ce programme est que la première addition et complémentation binaire de l'octet à 9A génère toujours une retenue qui n'est pas celle qui devra se propager à l'octet suivant (de gauche). Celle-ci étant la retenue « décimale » issue de l'addition décimale de la retenue « décimale » précédente. Il faut donc préserver une retenue sur deux.

CPAB complémente soit RA,A soit RB,B à la fin de l'opération P1 est replacé à l'adresse de la case Q comme pour toutes les fonctions de ce sous-programme.

ADD (fig. 5-3) – Il s'agit de l'addition de RA,A et de RB,B avec résultat RA,A. Cette fonction agit sur deux emplacements mémoire en même temps : A et B alors qu'un seul pointeur, P1, est disponible pour ce travail. Comme seule la partie basse de P1 est utile, celle-ci est échangée continuellement avec l'extension qui contient l'adresse de travail sur A ou B selon que P1 pointe sur B ou A. C'est également grâce à des instructions auto-indexées que les adresses se déplacent de droite à gauche pour traiter tous les octets de

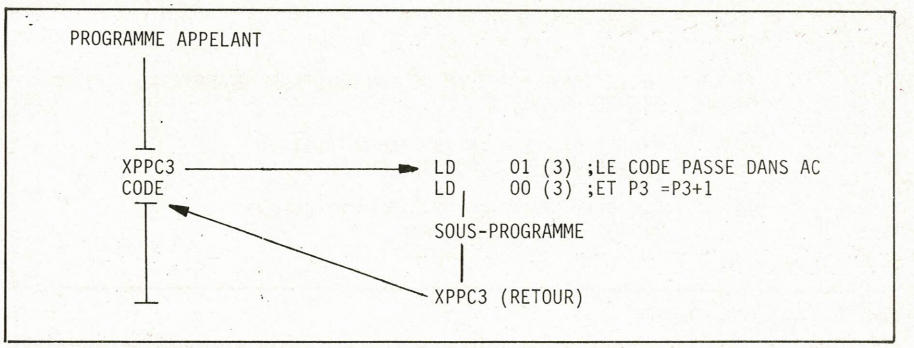


Fig. 8. – Transmission de paramètres vers un sous- programme.

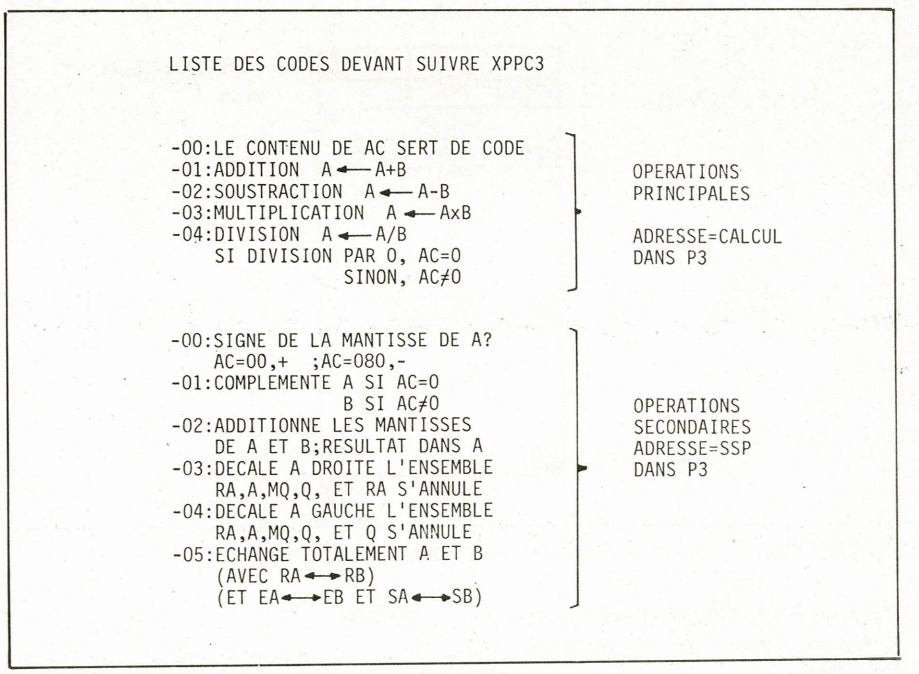


Fig. 9. – Codes d'appel.

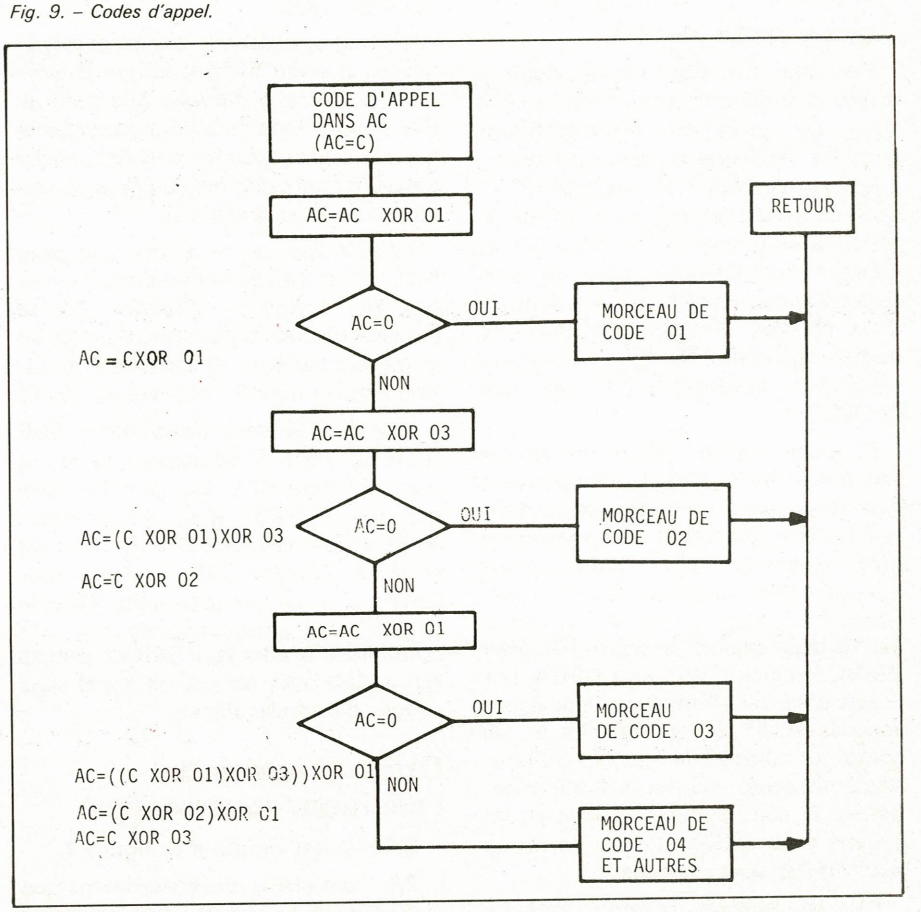


Fig. 10. – Chaîne de sélection.

```
P1 HAUT :SELECTIONNE UNE ZONE DE 256 OCTETS(32 RESERVES)
P1 BAS  :POINTE LA CASE Q

P2      :POINTE UNE ZONE DE RAM(PARAMETRES)
         DEPLACEMENTS/P2 UTILISES-F5 A FF

P3      :CONTIENT L'ADRESSE DE LANCEMENT=CALCUL
        (OU SSP POUR CAS SPECIAUX)
```

Fig. 11. – Conditions d'appel.

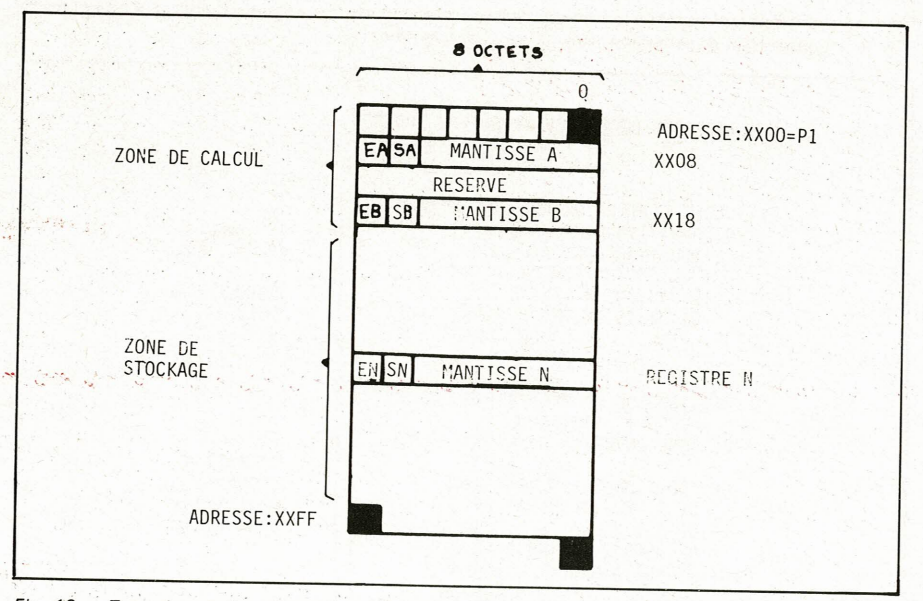


Fig. 12. – Zone de calcul et de stockage (format externe) en mémoire.

RA,A et RB,B dont le nombre est initialement placé dans un compteur en mémoire.

DEDA, DEGA (fig. 5-4).

Ces deux fonctions de décalage, à droite et à gauche, sont communes à tous les opérateurs arithmétiques aussi bien matériels que programmés. Elles correspondent à des multiplications ou divisions par la base de numération. 2 au binaire, 10 en décimal. Ici, puisque pour simplifier nous ne nous occupons que d'octets entiers donc de deux chiffres décimaux, la base de numération est 100. (C'est pourquoi l'exposant représente une puissance de 100).

Chacune de ces fonctions décale l'ensemble RA,A, MQ,Q. Elles peuvent donc servir aussi bien à la standardisation ou aux ajustements de mantisses qui ne s'occupent que de RA,A, qu'aux multiplications et divisions qui travaillent sur le groupe entier. P1 est placé sur la case départ, à droite (Q) pour DEDA, à gauche (RA) pour DEGA. Les octets sont transférés dans leurs cases voisines et P1 est modifié de 1. Un compteur contrôle le nombre de boucles à effectuer. A la fin de l'opération, RA ou Q sont annulés et la case de gauche pour DEGA et celle de droite pour DEDA sont perdues.

P1 est ensuite comme toujours replacé sur Q.

EXAB.

Cette fonction échange les blocs RA,A et RB,B.

Elle est utile dans le cas où des opérations doivent s'effectuer sur B alors qu'elles ne sont prévues que pour A. Egalement dans l'addition généralisée du sous-programme CALCUL pour placer le plus petit des nombres contenus dans A et B dans A.

Le principe est le même que pour ADD. P1 et EXT contiennent les adresses des octets à échanger. P1 se déplace par des autoindexations et un compteur cadence et termine l'opération. Finalement, P1 est replacé sur Q.

Une fois le sous-programme SSP terminé, celui-ci retourne au point d'appel (dans CALCUL par exemple) par un XPPC3. Mais l'instruction XPPC3 qui échange P3 et PC est située à l'adresse SSP-1, un cran au-dessus du point d'entrée ainsi, après le retour du sous-programme, P3 contiendra à nouveau SSP et pourra être utilisé pour un nouvel appel sans besoin d'être réinitialisé.

Organigramme de l'addition/soustraction

Celui-ci est donné à la **figure 7**.

7A – Il a été vu précédemment que l'addition et la soustraction diffèrent très peu. C'est pourquoi un seul programme concerne les deux opérations. Les deux codes d'appel 01 et 02 des deux opérations conduisent au même programme mais celles-ci restent néanmoins différenciées par l'état d'un sémaphore. SEN = 0 pour l'addition et SEN = 1 pour la soustraction.

7B – Les deux exposants EA et EB sont comparés. Pour cela, l'on soustrait EB de EA et l'on teste en décimal le signe du résultat ce qui revient à soustraire 50, en binaire cette fois, et de tester le signe binaire du résultat grâce à une instruction JP du SC/MP. Rappelons, en effet, qu'un octet considéré en « décimal complémenté » est positif ou nul selon sa valeur par rapport à 50.

7C – La différence CPT = EA – EB va servir de compteur de pas pour l'ajustement des mantisses qui a été précédemment décrit, et justifié. De plus, comme il va falloir décaler le nombre dont l'exposant est le plus petit et que les décalages sont possibles uniquement dans RA,A, MQ,Q, il faut échanger A et B si B a l'exposant le plus petit (EA – EB = CPT) (positif). Si A est bien le plus petit nombre, l'on se contente de complémenter CPT qui est alors négatif. (CPT devient positif).

7D – Une boucle qui se déroulera CPT fois, ajuste la mantisse du plus petit nombre qui se trouve dans A par des décalages à droite. (Appel de DEDA).

7E – L'exposant le plus grand est EB. Ce doit être aussi celui du résultat qui se trouvera dans A. EB est donc écrit dans EA.

7F – Comme préliminaire à l'addition proprement dite, les complémentations des mantisses selon les signes sont effectuées par des appels à CPA ou CPB.

7G – S'agit-il d'une soustraction ? Si oui (test de SEN), il faut à nouveau complémenter B ou plutôt le nombre qui a été mis dans B initialement. Un deuxième sémaphore précédemment initialisé permet de savoir s'il faut complémenter soit A soit B selon qu'un échange (en 7C) a été fait ou non.

7H – L'addition des mantisses a lieu par appel du sous-programme SSP code d'appel ADD.

7I – Le module SIGNA de SSP examine le résultat dans A et en extrait le signe définitif qui est copié dans SA.

7J – Finalement, la mantisse A du résultat est rendue positive si par hasard le signe calculé en 7I est négatif. Cela en accord avec le choix d'une écriture des nombres avec mantisses positives et signe à part. Une normalisation éventuelle est effectuée par le tronc commun final de l'opérateur CNCOL, fig. 6 - 6F - 6G.

Mise en œuvre du programme

On se référera aux **figures 11 et 12.**

La première chose à faire est de positionner P2 sur une zone de mémoire vive. Les déplacements par rapport à P2 qui sont utilisés varient de FS à FF. C'est à cet endroit que les sous-programmes disposeront leurs paramètres temporaires, tels que compteurs, préservations d'adresses, de données, etc. Ce n'est pas une grande contrainte puisque la plupart des programmes nécessitent l'emploi d'une zone à paramètre. Dans ce cas, P2 sera déjà positionné et il suffira de ne pas utiliser les déplacements indiqués.

La partie haute de P1 sera également positionnée par l'utilisateur de façon à sélectionner une zone de 256 octets. Le sous-programme placera lui-même 00 dans P1 bas, déterminant ainsi la case Q. A partir de cette case, 32 octets sont réservés à la zone de calculs contenant EB, SB, RB,B, EA, SA, RA, A, MQ, Q. Il reste ainsi 224 octets soit 28 blocs de huit octets dont les adresses ont toutes la même partie haute.

Ceci permettra comme nous le verrons par la suite, de gérer 28 registres de stockage sans modification de P1.

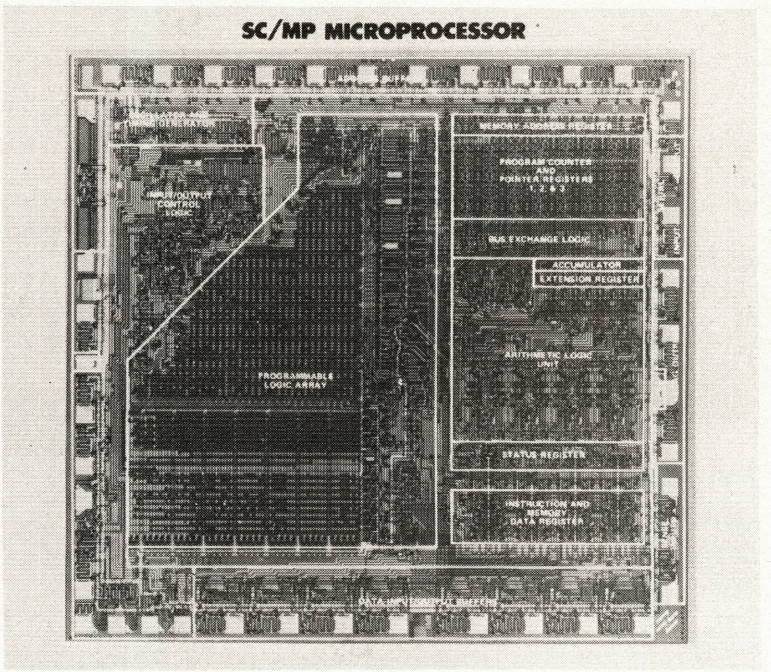
Enfin P3 sera initialisé à l'adresse de départ du sous-programme souhaité : CALCUL ou SSP. L'appel d'une opération se fera par XPPC3 suivi d'un code **(fig. 9).** Lors du retour au programme appelant, P3 contiendra toujours l'adresse d'appel que cela soit CALCUL ou SSP.

Disposition en mémoire et utilisation

Fixer la partie haute de P1 réserve 256 octets soit 31 blocs de huit octets. Un nombre peut être écrit dans chacun de ces blocs selon le format déjà décrit **(fig. 1, fig. 12).** Si chaque bloc est représenté par l'adresse de son octet de droite alors les deux registres de calcul A et B ont pour adresse respective XX0B et XX18 (XX = P1 haut). Les blocs XX00 et XX10 sont réservés pour la zone de calcul et 28 registres peuvent être placés aux adresses XX20, XX28, XX30, etc. jusqu'à XXF8. Cette disposition est évidemment très pratique puisqu'elle définit un véritable espace de calcul avec des registres de stockages et des registres d'opérations (A et B) auxquels on peut accéder en modifiant simplement la partie basse de P1. En effet, l'adresse des registres, comme définie plus haut, est multiple de huit, donc la partie basse de P1 contiendra trois bits de droite nuls. Les 5 bits de gauche représenteront le numéro d'un registre parmi 32 (30 disponibles).

Ainsi, par un simple petit programme capable de transférer des blocs de 8 octets, à l'intérieur de cette zone de 256 octets, l'on peut acheminer des nombres vers les registres de calcul, rapatrier les résultats des opérations effectuées et réaliser alors des systèmes de calcul les plus divers mais surtout, adaptés exactement aux problèmes que peut se poser un bricoleur en microinformatique. (L'intérêt fondamental d'un tel programme, est d'étendre les possibilités du microprocesseur des simples opérations logiques aux véritables calculs arithmétiques et cela uniquement grâce à un programme de 512 octets, capable donc d'être implanté sur un unique boîtier de mémoire PROM. On peut donc l'adapter sans difficultés à un système quelconque à base du SC/MP comportant un support pour PROM ou REPROM. Ce programme dont les performances en rapidité qui ne sont pas bien sûr exceptionnelles et dont la présentation des résultats (exposant = puissance de 100 écrit en complémenté décimal) peut rebuter au premier abord, s'avère certainement très utile à l'utilisateur du SC/MP et peut grâce à sa souplesse rendre de grands services.

J.-L. Plagnol
G. Lelarge



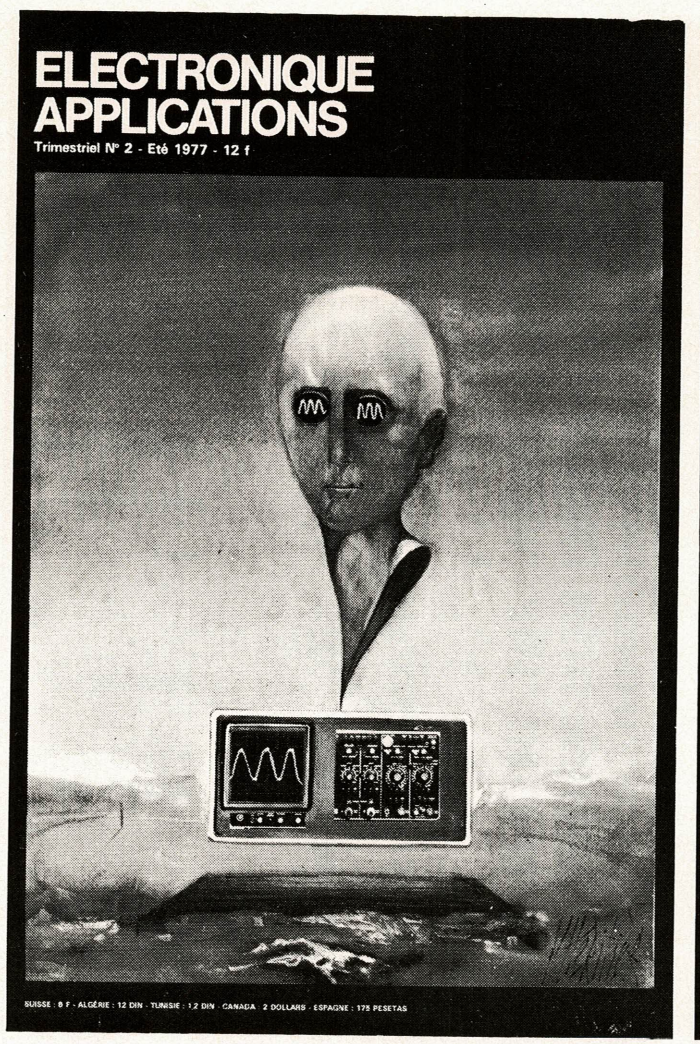
Le programme complet est donné à la double page suivante.

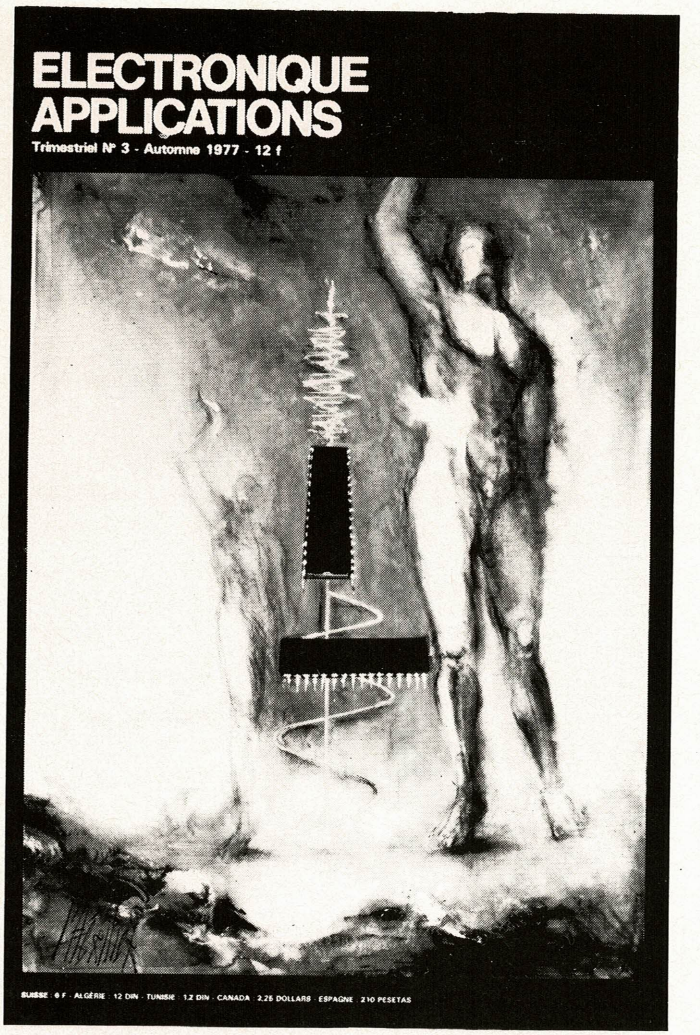
```
                        .TITLE  ØPERA           ;4 ØPERATIONS EN VIRG
                        ;                               FLØTTANTE
                        ;P2 DOIT PØINTER LA ZØNE NØRMALE
                        ;DU MØNITEUR.....P2=OFEO
                        ;P1 DØIT PØINTER UNE ZØNE DE 256 ØCTETS
                        ;DØNT LES 128 PREMIERS SERØNT UTILISES
                        ;LES CALCULS ØNT LIEU PAR RAPPØRT A P1
                        ;POUR LES DEPLACEMENTS DE 000 A Ø1F
      000F  EA=00F
      000E  SA=00E
      000D  RA=00D
      001F  EB=01F
      001E  SB=01E
      001D  RB=01D
      0001  MQ0=001
      000C  AS=00C
      0007  AO=007
      0017  BO=017
      0000  Q=000
                        ;DEPLACEMENTS PAR RAPPØRT A P2
      00FF  CPT1=-1
      00FE  CPT2=-2
      00FD  EXB=-3
      00FC  EXA=-4
      00FB  P3H=-5
      00FA  P3L=-6
      00F9  SEM=-7
      00F8  DP2=-8
      00F7  CØD=-9
      00F6  TEX=-10
      0200              .=00200
                        .LØCAL
0200 3F     $RTN :      XPPC    3
0201 01     SSP:        XAE     ;SAUVEGARDE DE AC DANS EX
0202 C701               LD      @01(3)
0204 9C0B               JNZ     $CP             ;SIGN=0
0206 C10D               LD      RA(1)
                                                ;ASIGN(A)
0208 03                 SCL
0209 FC50               CAI     050             ;RA=050
020B D480               ANI     080             ;SIGNE=0 SI A> 0
                                                ;A CØMMENCE PAR 00 A
020D E480               XRI     080             ;SIGNE=080 SI A<0
                                                ;A CØMMENCE PAR 50 A
020F 90EF               JMP     $RTN
0211 E401   $CP         XRI     01              ;CP=01
                                                ;CØMPLEMENTATIØN A 10
0213 9C29               JNZ     $ADD
0215 01                 XAE
0216 9804               JZ      $CPA            ;SELECTION DE A ØU B
0218 C417               LDI     BO
021A 9002               JMP     $SCP
021C C407   $CPA        LDI     AO
021E 31     $SCP        XPAL    1
021F C407               LDI     07
0221 C800               ST      CPT1            ;CØMPTEUR DE BØUCLE
0223 06                 CSA
0224 DC80               ØRI     080             ;RETENUE DECIMALE=1
0226 01                 XAE                     ;ST DS EX,CY=1
0227 02     $BCP        CCL
0228 C49A               LDI     09A
022A F900               CAD     00(1)           ;CØMPL A 99 DE A
022C 01                 XAE                     ;ST DS AC,CY=RETENUE
022D 07                 CAS                     ;MISE EN PLACE DE LA
                                                ;DECIMALE
022E C400               LDI     0
0230 68                 DAE                     ;ADDITION DE LA RETEN
0231 CD01               ST      @01(1)
0233 06                 CSA                     ;CØMPL A 100 DE A
0234 01                 XAE                     ;RECUPERATIØN DE LA R
0235 B800               DLD     CPT1(2)
0237 9CEE               JNZ     $BCP
0239 C400               LDI     Q               ;REPØINTAGE DE P1 SUR
023B 31                 XPAL    1
023C 90D1               JMP     $CP-2
                        ;ADDITIØN
023E E403   $ADD        XRI     03              ;ADD =02
0240 9C1E               JNZ     $DEDA           ;ADRESSE B
0242 C417               LDI     BO              ;ADRESSE B
0244 01                 XAE
0245 C407               LDI     AO              ;ADRESSE A
0247 31                 XPAL    1
0248 C407               LDI     07
024A C800               ST      CPT1(2)
024C 02                 CCL
024D 01     $BADD:      XAE
024E 31                 XPAL    1
024F 01                 XAE
0250 C501               LD      @01(1)          ;CHARGEMENT DE B
0252 01                 XAE
0253 ED01               DAD     @01(1)          ;ADDITIØN DE A
0255 C9FF               ST      -1(1)           ;RANGT DE A
0257 B800               DLD     CPT1(2)         ;CØMPTEUR PAR 7
0259 9CF2               JNZ     $BADD
```

```
025B  C400              LDI     Q               ;REPØINTAGE DE P1
025D  31                XPAL    1
025E  90DC              JMP     $ADD-2
                        ;DECALAGE A DRØITE
0260  E401  $DEDA:      XRI     01              ;DEDAMQ=3
0262  9C12              JNZ     $DEGA
0264  C40D              LDI     13
0266  C800              ST      CPT1(2)
0268  C101  $BDEDA:     LD      01(1)
026A  CD01              ST      @01(1)          ; DECALAGE DRØITE
026C  B800              DLD     CPT1(2)
026E  9CF8              JNZ     $BDEDA
0270  C900              ST      00(1)           ;0 DS LA CASE DE GAUC
0272  C5F3              LD      @-13(1)         ;REPØINTAGE DE P1 SUR
0274  90E8              JMP     $DEDA
                        ;DECALAGE A GAUCHE
0276  E407  $DEGA:      XRI     07              ;DEDAMQ=04
0278  9C12              JNZ     $EXAB
027A  C40D              LDI     13
027C  C800              ST      CPT1(2)         CØMPTEUR
027E  C50D              LD      @13(1)          ;P1 PØINTE RA
0280  C5FF  $BDEGA:     LD      @-1(1)
0282  C901              ST      01(1)           ;DECALAGE GAUCHE
0284  B800              DLD     CPT1(2)
0286  9CF8              JNZ     $BDEGA
0288  C900              ST      00(1)           ;0 DS LA CASE DE DRØITE
028A  90E8              JMP     $DEGA(2)
                        ;ECHANGE DE A ET B
028C  C409  $EXAB       LDI     09
028E  C800              ST      CPT1(2)
0290  C407              LDI     AO
0292  01                XAE     ;ADRESSE A
0293  C417              LDI     BO
0295  31                XPAL    1               ;P1 PØINTE B
0296  C100  $BEX        LD      00(1)
0298  C800              ST      EXB(2)          ;B DS EXB
029A  01                XAE
029B  31                XPAL    1
029C  01                XAE
029D  C100              LD      00(1)
029F  C800              ST      EXA(2)          ;A DS EXA
02A1  C000              LD      EXB(2)
02A3  CD01              ST      @01 (1)         ;EXB DS A
02A5  01                XAE
02A6  31                XPAL    1
02A7  01                XAE
02A8  C000              LD      EXA(2)
02AA  CD01              ST      @01(1)          ;EXA DS B
02AC  B800              DLD     CPT1(2)         ;CØMPTEUR
02AE  9CE6              JNZ     $BEX
02B0  C400              LDI     Q
02B2  31                XPAL    1
02B3  90D5              JMP     $EXAB-2
                        .LØCAL
                        ;STANDARDISATION
02B5  C407  STAND:      LDI     07
02B7  C800              ST      CPT2(2)
02B9  C10D  BRA:        LD      RA(2)
02BB  9C1E              JNZ     RANN
02BD  3F                CALL                    ;DECALAGE GAUCHE DE LA
                        DEGAMQ                  ;DE A
02BE  02                CCL
02BF  C499              LDI     099
02C1  E90F              DAD     EA(1)
02C3  C90F              ST      EA(1)           ;DECREMENTATION DECIM
                                                ;L EXPØSANT
02C5  B800              DLD     CPT2(2)         ;CØMPTEUR DE PAS
02C7  9CF0              JNZ     BRA
02C9  C40F              LDI     0F
02CB  C800              ST      CPT2(2)
02CD  C400  BMZA        LDI     00
02CF  CD01              ST      @01(1)
02D1  B800              DLD     CPT2(2)
02D3  9C00              JNZ     BMZA
02D5  C5F0              LD      @-16(1)         ;REPOINTAGE DE P1
02D7  C474              LDI     074
02D9  C90F              ST      EA(1)           ;SI A=0 EA=-25
02DB  02    RANN:       CCL
02DC  C401              LDI     01
02DE  E90F              DAD     EA(1)           ;EA=EA+1
                        ;                       RETØUR AU FØRMAT EXTE
02E0  C90F              ST      EA(1)
02E2  3F                CALL
                        EXAB
02E3  3F                CALL                    ;RETØUR AU FØRMAT EXT
                        DEGAMQ
02E4  3F                CALL
                        EXAB
                        ;ZONE D ENTREE
02E5  C000              LD      P3H(2)
02E7  37                XPAH    3
02E8  C000              LD      P3L(2)
```

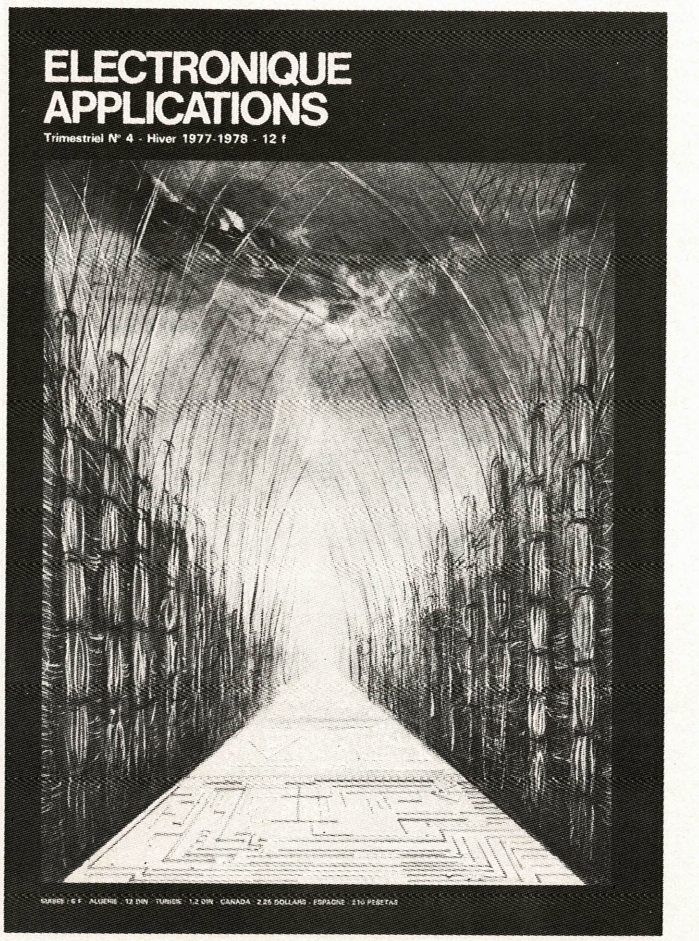
```
187  02EA  33          XPAL    3
188  02EB  C000        LD      DPZ(2)          ;AC SEM DE DIV PAR 0
189  02ED  3F          XPPC    3
190  02EE  01    CALCUL: XAE
191  02EF  C701        LD      @01(3)
192  02F1  C300        LD      00(3)           ;RECUP DU CØDE ØP.
193  02F3  9C00        JNZ     01(0)
194  02F5  01          XAE
195  02F6  C800        ST      CØD(2)
196  02F8  C402        LDI     H(SSP)
197  02FA  37          XPAH    3
198  02FB  C800        ST      P3H(2)
199  02FD  C401        LDI     L(SSP)
200  02FF  33          XPAL    3
201  0300  C800        ST      P3L(2)          ;SAUVG ADRESSE ERETØU
202  0302  C400        LDI     Q
203  0304  31          XPAL    1
204  0305  3F          CALL                    ;B
205                    EXAB
206  0306  3F          CALL                    ;FØRMAT INTERNE PØUR
207                    DEDAMQ
208  0307  3F          CALL                    ;A
209                    EXAB
210  0308  3F          CALL
211                    DEDAMQ
212  0309  C400        LDI     0
213  030B  C800        ST      DP2(2)
214  030D  C900        ST      Q(1)
214  030F  C901        ST      MQ0(1)          ;INIT
215  0311  C000        LD      CØD(2)          ;SORTIE CØDE ØP.
216  0313  E401        XRI     01
217  0315  9806        JZ      ADDI            ;ADDITION
218  0317  E403        XRI     03
219  0319  9C53        JNZ     MULT
220  031B  C450        LDI     80
221  031D  C800  ADDI:   ST      SEM(2)          ;ADDITION SEM=00
222  031F  9000        JMP     02(0)
223  0321  9092  RSTA:   JMP     STAND           ;JMP RELAIS
224                    ;ADDITIØN SØUSTRACTIØN
225  0323  02          CCL
226  0324  C49A        LDI     09A
227  0326  F91F        CAD     EB(1)
228  0328  03          SCL
229  0329  E90F        DAD     EA(1)           ;AC=EA-EB
230  032B  9821        JZ      MEXP
231  032D  C800        ST      CPT2(2)
232  032F  03          SCL
233  0330  FC50        CAI     050             ;SI AC>0 ALØRS EA-EB<-
234  0332  C800        ST      TEX(2)
235  0334  9405        JP      EAPP            ;JMP SI EA<EB
236  0336  3F          CALL                    ;MIN(A,B)DANS A
237                    EXAB
238  0337  C000        LD      CPT2(2)         ;CØMPAR SUR EA ET EB
239  0339  9008        JMP     TCPT
240  033B  02    EAPP:   CCL
241  033C  C49A        LDI     09A
242  033E  F800        CAD     CPT2(2)
243  0340  03          SCL
244  0341  EC00        DAI     0
245  0343  C800  TCPT:   ST      CPT2(2)
246  0345  3F    CPP6:   CALL                    ;AJUSTEMENT DES MANTI
247                    DEDAMQ
248  0346  B800        DLD     CPT2(2)
249  0348  9CFB        JNZ     CPP6
250  034A  C11F        LD      EB(1)
251  034C  C90F        ST      EA(1)           ;EB>EA...EA DS EB
252  034E  C10E  MEXP:   LD      SA(1)
253  0350  9803        JZ      APØS
254  0352  C400        LDI     00
255  0354  3F          CALL                    ;CPA SI A<0
256                    CP
257  0355  C11E  APØS:   LD      SB(1)
258  0357  9801        JZ      BPØS
259  0359  3F          CALL
260                    CP
261  035A  C000  BPØS:   LD      SEM(2)
262  035C  9805        JZ      ADDT
263  035E  D000        AND     TEX(2)
264  0360  E480        XRI     080             ;SI SOUSTRACTION CPA
265  0362  3F          CALL                    SELON LECHANGE CI DE
266                    CP
267  0363  3F    ADDT:   CALL
268                    ADDAB
269  0364  3F          CALL
270                    SIGNA
271  0365  C90E        ST      SA(1)
272  0367  9803        JZ      RRST
273  0369  C400        LDI     00
274  036B  3F          CALL                    ;CPA SI A CØMPLEMENTE
275                    CP
276  036C  90B3  RRST:   JMP     RSTA
277                    ;MULTIPLICATION
```

```
278                    ;MULTIPLICATEUR DANS B
279                    ;MULTIPLICANDE DANS A
280                    ;RESULTAT DANS AMQ
281  036E  E401  MULT:   XRI     01
282  0370  9C31        JNZ     DIVI            ;JMP DIVISION
283  0372  C10E        LD      SA(1)
284  0374  E11E        XØR     SB(1)
285  0376  C90E        ST      SA(1)
286  0378  C406        LDI     06
287  037A  C800        ST      CPT2(2)
288  037C  3F    BDED:   CALL                    ;0 DSA DS MQ
289                    DEDAMQ
290  037D  B800        DLD     CPT2(2)
291  037F  9CFB        JNZ     BDED
292  0381  02          CCL
293  0382  C10F        LD      EA(1)
294  0386  E90F        DAD     EB(1)           ;CALCUL DE L EXPØSANT
295  0388  C90F        ST      EA(1)
296  038A  C406        LDI     06
297  038C  C800        ST      CPT2(2)         ;CØMPTEUR DE PAS
298  038E  C101  BCH:    LD      MQ0(1)
299  0390  9800        JZ      MQN
300  0392  3F    BMQ:    CALL                    ;A=B+A
301                    ADDAB
302  0393  02          CCL
303  0394  C499        LDI     099
304  0396  E901        DAD     MQ0(1)
305  0398  C901        ST      MQ0(1)
306  039A  9CF6  MQN     JNZ     BMQ
307  039C  3F          CALL                    ;RENØUVELLEMENT DE MQ
308                    DEDAMQ
309  039D  B800        DLD     CPT2(2)
310  039F  9CED        JNZ     BCH
311  03A1  90C9  RRRS:   JMP     RRST            ;RETØUR A LA STANDARD
312  03A3  C10E  DIVI:   LD      SA(1)
313  03A5  E11E        XØR     SB(1)           ;TRAITMT DU SIGNE
314  03A7  C90E        ST      SA(1)
315  03A9  03          SCL
316  03AA  C49A        LDI     09A
317  03AC  F91F        CAD     EB(1)
318  03AE  03          SCL
319  03AF  E90F        DAD     EA(1)
320  03B1  C90F        ST      EA(1)           ;CALCUL DES EXPØSANTS
321  03B3  C406        LDI     06
322  03B5  C800        ST      CPT2(2)         ;CØMQTEUR DE PAS
323  03B7  3F    BDIV:   CALL
324                    CP
325  03B8  3F    BQ:     CALL
326                    ADDAB
327  03B9  3F          CALL
328                    SIGNA
329  03BA  9C0B        JNZ     REST
330  03BC  02          CCL
331  03BD  C401        LDI     01
332  03BF  E900        DAD     Q(1)
333  03C1  C900        ST      Q(1)
334  03C3  9814        JZ      DIVPZ           ;DIV.PAR 0
335  03C5  90F1        JMP     BQ
336  03C7  3F    REST:   CALL
337                    CP
338  03C8  3F          CALL
339                    ADDAB
340  03C9  3F          CALL
341                    DEGAMQ
342  03CA  B800        DLD     CPT2(2)
343  03CC  9CE9        JNZ     BDIV
344  03CE  C406        LDI     06
345  03D0  C800        ST      CPT2(2)
346  03D2  3F    BQDA:   CALL
347                    DEGAMQ
348  03D3  B800        DLD     CPT2(2)
349  03D5  9CFB        JNZ     BQDA
350  03D7  90C8        JMP     RRRS
351  03D9  C400  DIVPZ:  LDI     -48
352  03DB  CA00        ST      DPZ(2)
353  03DD  90F8  RRRR:   JMP     -8 (0)
354  03DF  08          NØP
355  03E0  08          NØP
356  03E1  08          NØP
357  03E2  08          NØP
358  03E3  08          NØP
359        0000        .END
```





Les numéros 2, 3 et 4 d'Electronique Applications sont encore disponibles.



Il vous suffit d'envoyer 12 F
par numéro désiré
(les frais d'envoi sont compris)
à l'adresse suivante :

ELECTRONIQUE APPLICATIONS
VENTE AU NUMERO
2 A 12, RUE DE BELLEVUE
75019 PARIS

Il serait vraiment dommage que votre collection soit incomplète !

Technologie

Dans notre précédent exposé, nous nous sommes arrêtés au « dessin photographique », considéré comme une méthode pour établir le dessin maître. Nous avons évoqué le procédé de photolyse que nous allons décrire dans le présent chapitre consacré au report photographique.

Le circuit imprimé

Photographie et microphotographie

Précisons tout d'abord qu'il ne faut pas, lorsqu'il s'agit de reporter sur un film les détails précis d'un dessin, confondre microphoto et photomicrographie. Dans le premier cas on réduit, dans le second on amplifie.

Pour réaliser un câblage ou un circuit plan, on fait usage de la photographie ou de la microphotographie, laquelle n'est qu'une des méthodes de fabrication microlithographique.

De cette dernière, M. Pircher, de Thomson/CSF, donne à peu près la définition suivante : « Technologie qui définit, sur un substrat plan, les zones dans lesquelles un transfert ou un retrait de matière permet de réaliser un circuit. »

La **figure 1** montre une mire de réglage comportant 3 600 points circulaires de 380 μ de diamètre au pas de 500 μ (1 point + 1 espace), et leur projection sous agrandissement linéaire de 25 montre qu'il s'agit bien de cercles sans défaut.

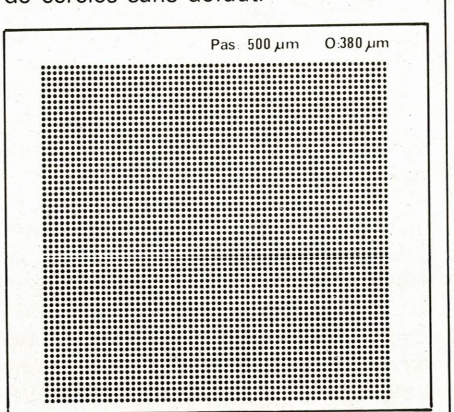


Fig. 1.

On peut donc noter au passage que les différentes étapes de l'établissement de ce cliché, ainsi que les produits utilisés, convenaient parfaitement à cet emploi. Cependant, n'anticipons pas, et pour le moment examinons la technique photographique appliquée au câblage plan appelé aussi, improprement, circuit imprimé.

Les étages

Dans la technologie qui nous intéresse, l'art du photographe se limite à l'obtention d'une image au trait sans demi-teinte mais présentant une précision et une stabilité dimensionnelle particulières.

On procédera donc aux opérations suivantes :

a) Report photo en un ou deux exemplaires, d'un dessin sur films négatifs, avec éventuellement réduction contrôlée.

b) Traitement de l'un des films pour faire apparaître l'image en noir et blanc.

c) Traitement du second film pour obtention d'une image transparente à la lumière actinique. Il servira alors de base à une seconde phase du dessin (double faces ou multicouches).

d) Report par contact de la deuxième phase du dessin, le cas échéant confection d'une troisième phase, toujours en partant du cliché mentionné au stade précédent, et ainsi de suite, s'il y a lieu. Le film destiné au marquage (**fig. 7** de notre précédent article, page 30) peut être également établi depuis le cliché intermédiaire.

e) Réduction définitive à l'échelle 1/1 des clichés de fabrication qui deviennent alors positifs.

f) Inversion de ces clichés sur films photo, ortho ou panchromatique.

g) Reports éventuels sur surface diazoïque pour la duplication, ou sur film du genre Scotchcal pour mise en réserve.

Au stade a), la production de deux clichés constitue un minimum et pour assurer, par exemple, un archivage il

semble qu'une autre image du câblage soit intéressante à garder. Dans le cas de doubles faces ou de multicouches, on peut aussi conserver une image des couches intermédiaires et complémentaire.

Le matériel nécessaire à toutes ces opérations se compose donc :
- d'une chambre photographique,
- d'un ensemble de cuves de traitement des surfaces ou d'un appareil de traitement automatique,
- d'une série de films de diverses qualités,
- d'une collection de produits.

Le local utilisé devra, de préférence, être aéré en flux filtré et, si possible, séché et tempéré. Nous y reviendrons.

La chambre photo

Si le fabricant de circuits imprimés disposait d'un immense local et d'une respectable quantité de kilowatts à dépenser, sa chambre de reproduction pourrait être constituée d'une boîte parallélipipédique sans fond avec, à l'opposé, un simple trou d'épingle en guise d'objectif. Il suffirait alors de placer le film sensible à la place du fond manquant pour obtenir une image.

La mise au point d'un tel dispositif se faisant automatiquement sur l'infini, on obtient alors d'excellentes images sans aucune déformation ni aberration, à condition que le trou soit parfaitement cylindrique... et sans bavures !

Conclusion, c'est l'objectif, composé de milieux différents, qui vient tout gâcher ! Mais on peut tout de même trouver un compromis, ce que des techniciens astucieux ont fait, tels ceux de l'équipe française d'Angénieux, par exemple.

Une lentille, ou plutôt une judicieuse association de lentilles, permet de réduire la distance de visée et de se contenter de la lumière du jour pour photographier une surface de deux mètres carrés ou plus.

Le choix de l'objectif est déterminant, et selon qu'il s'agit de circuits courants ou de microcircuits, on adopte des assemblages de plus ou moins « grande ouverture ».

En circuits imprimés, jusqu'à des précisions de l'ordre de ± 5/100, on travaille à : 64 - 32 - 22 ou 11 d'ouverture relative. En microcircuit, avec précision de l'ordre du micron, on adopte 8 - 4 - 2,8 - 1,4 ou moins. Mais comment définit-on cette ouverture relative ? C'est simple, on divise la distance focale de l'assemblage par le diamètre utile de passage des rayons lumineux, c'est-à-dire celui du diaphragme (ouverture utile).

Par conséquent, avec un objectif de focale égale à 12 cm et une ouverture utile de 2,14 cm, l'ouverture relative est 5,6. On écrit f/5,6. On obtient la même valeur avec une focale de 48 cm et un diaphragme de 8,56 cm. Toutefois, un ensemble permettant une ouverture utile de 8,56 cm va coûter très cher, c'est pourquoi on préfère « ouvrir » moins et éclairer plus le sujet, c'est-à-dire le dessin maître. Un objectif de focale 27 cm, cas d'un petit banc vertical de reproduction (type de celui de la **fig. 6** de notre article du n° 3), permet des reproductions de 50 à 180 % du format, c'est-à-dire qu'il peut réduire et agrandir selon les positions relatives de la table de l'objectif et de la surface sensible. Notre banc personnel de la **figure 5** du même article, avec des ouvertures variables entre 12 et 70, procure d'excellents clichés avec des réductions dépassant les 50 %. L'agrandissement est fonction de la valeur de l'approche possible du dessin vers l'objectif, ainsi que de l'allongement maximum du soufflet, la limite étant « l'angle » de visée du couple

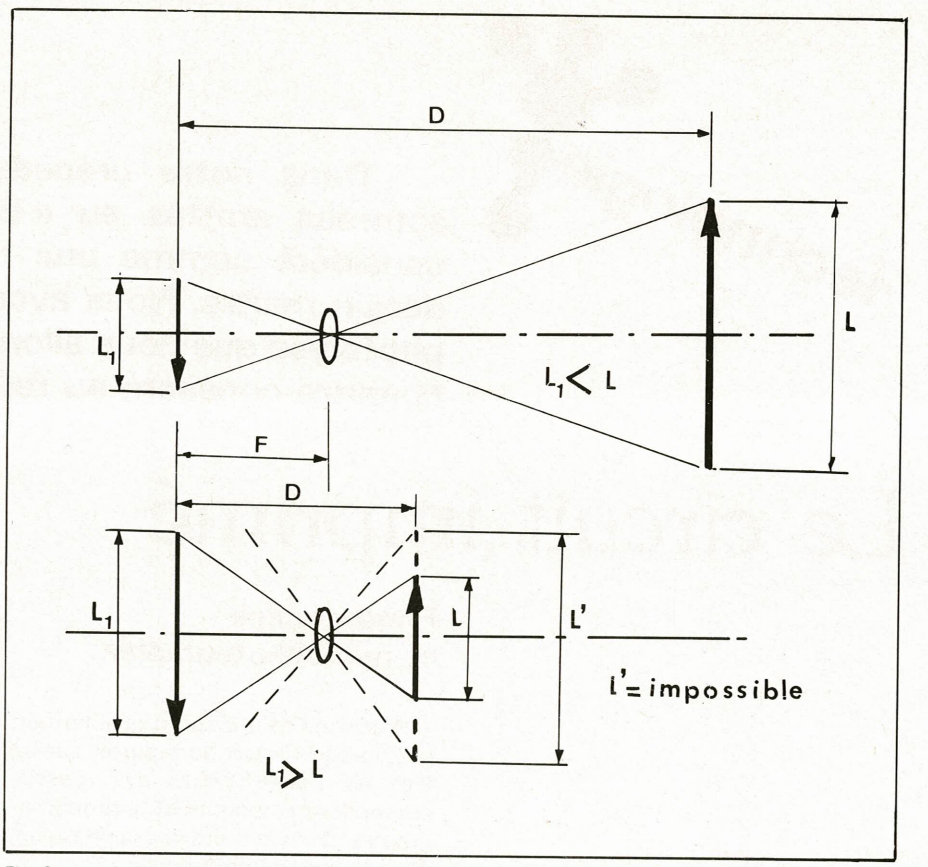


Fig. 2.

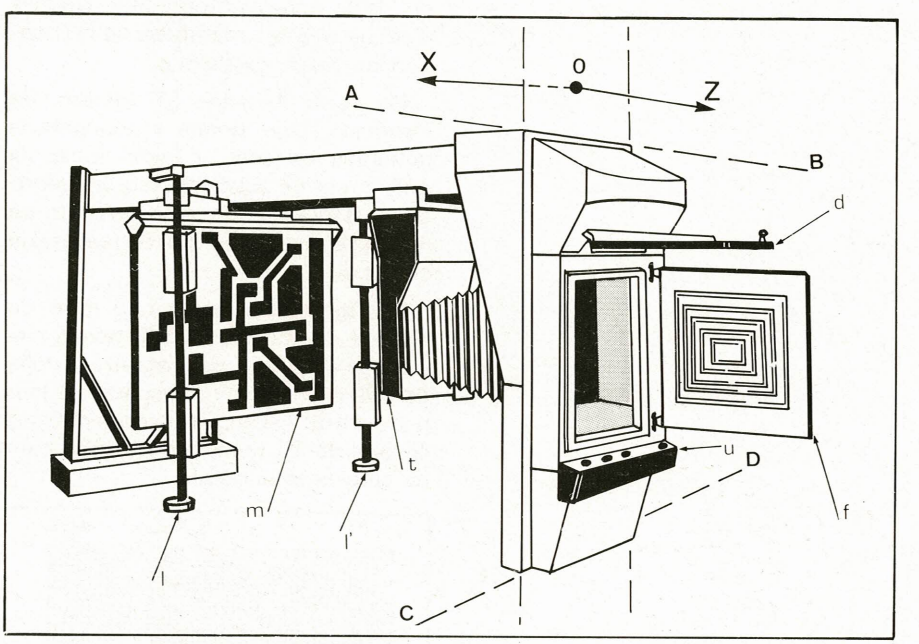


Fig. 3.

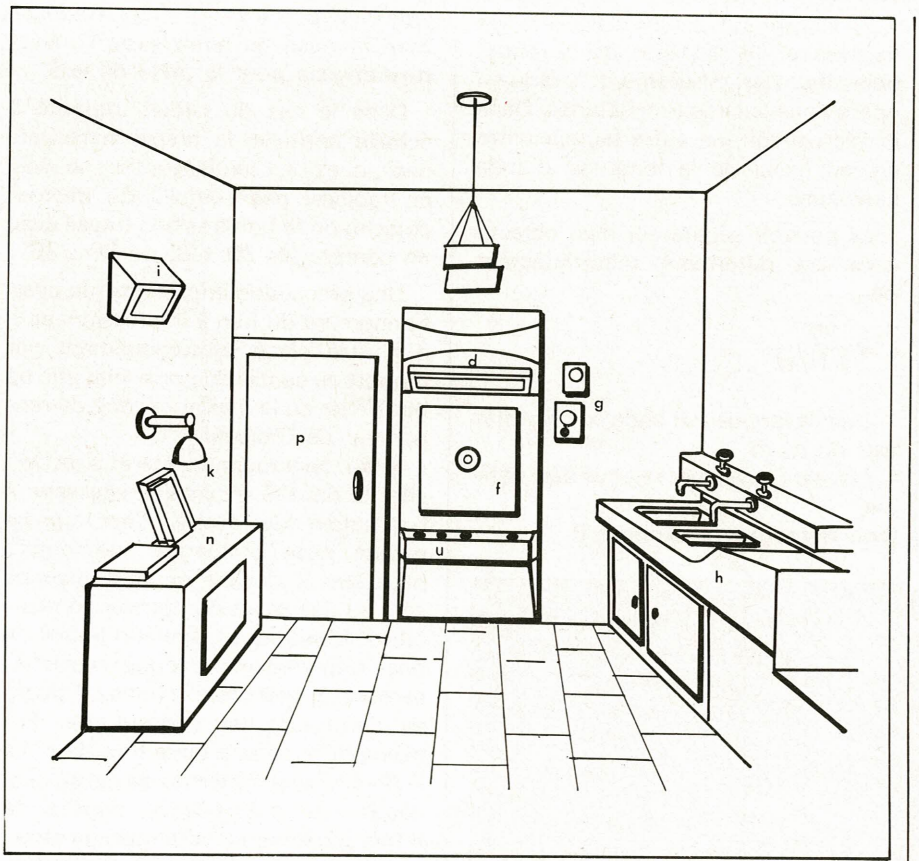


Fig. 4.

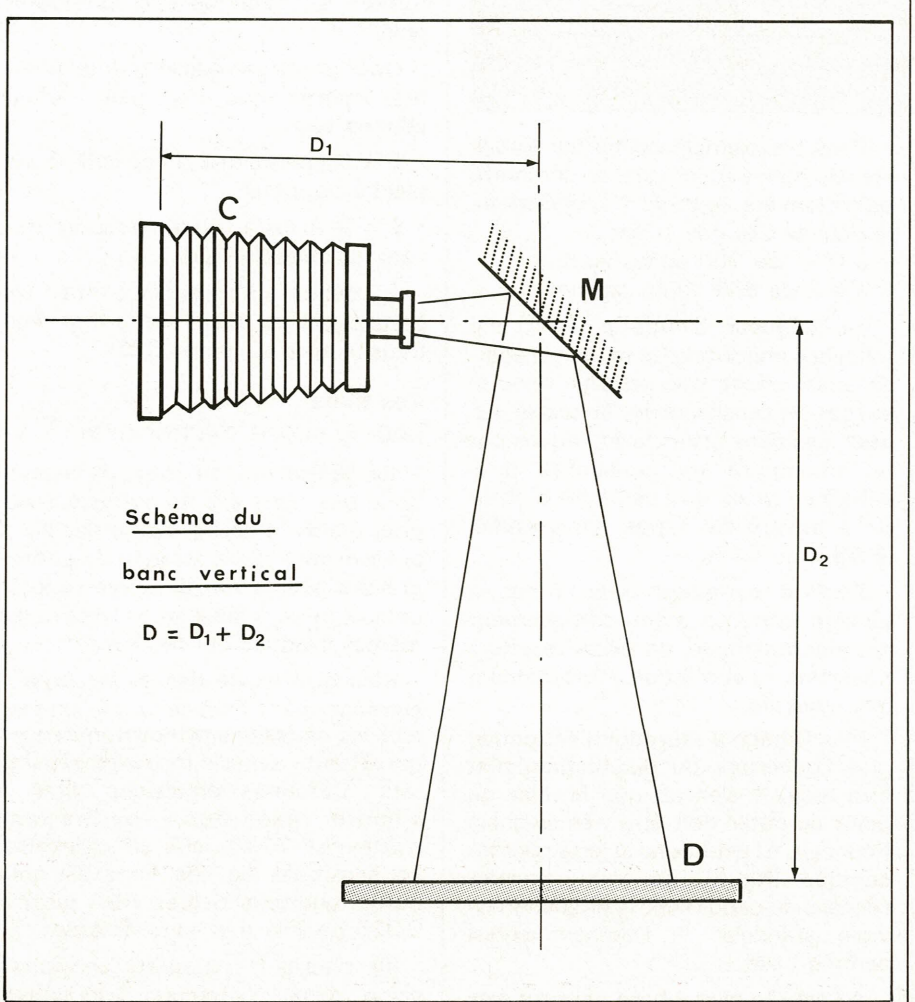


Fig. 5.

optique. Dans notre cas il est très aigu **(voir fig. 2)**.

Pour donner une idée comparative, on peut se reporter à n'importe quel appareil en usage chez l'amateur :

– Le petit appareil Agfa Pocket 24 x 36 possède un objectif de 45 mm, avec ouverture réglable de f/2,8 à 22. Il autorise des prises de vue entre un mètre et l'infini.

– Un objectif fabriqué par Canon avec un angle de visée de 104° (grand angle), présente une ouverture de f/4 avec une focale de 17 mm. Le téléobjectif de la même marque n'a qu'un angle de 12° ! et avec une focale de 200 mm, il ouvre aussi à f/4.

– Les objectifs proposés par Asahi-Pentax appelés « Takumar » sont garantis pour une admission de 99,7 % de la lumière disponible. Le grand angle atteint 180° ! à f/4 17 mm et le télé à 8° est un f/4 300 mm.

Lorsque l'espace le permet, on fait usage d'un banc horizontal car c'est le matériel qui procure le plus grand nombre de possibilités. La **figure 3** montre un type d'appareil de ce genre ressemblant à une fabrication de la société française Bouzard. Il s'agit d'un banc suspendu de format variant entre 50 x 60 cm et 100 x 120 cm. Une bonne moyenne c'est le 60 x 80 cm, qui permet une grande variété d'opérations. Il est composé des éléments suivants :

– **d** = Porte-dépoli relevant vers le haut. Le dépoli peut être gradué pour permettre une mise au point rapide de la réduction (ou de l'amplification).

– **f** = Porte-film à succion par pompe à vide. De cette façon la planéité est parfaite.

– **m** = Porte-modèle (90 x 120 à 120 x 150 cm environ) qui peut également être équipé d'un châssis pneumatique immobilisant le modèle parfaitement à plat.

– **t** = Tourelle porte-objectifs, portant également l'obturateur et le diaphragme. Les télécommandes sont actionnées depuis le pupitre (**u**).

– **l** et **l'** = Supports de lampes orientables. Ils peuvent pivoter de manière à se placer en avant ou en arrière du porte-modèle.

La meilleure méthode d'installation consiste à séparer les deux zones du banc (côté modèle – côté cliché) par un cloisonnement aligné sur les pointillés A - B - C - D. De ce fait, l'installation comporte deux compartiments OX et OZ. La partie OZ, schématisée sur la **figure 4**, est alors équipée en laboratoire pour le traitement des films.

Les lettres « **d** », « **f** » et « **u** » correspondant aux repaires de la **figure 3**,

voici la légende des autres composants :

– en « **g** » on trouve les contacteurs et minuteries pour les projecteurs

– en « **h** » se sont les cuves de traitement des films

– en « **i** » est la lampe inactinique d'ambiance

– « **k** » est le projecteur pour tirage-contact

– « **n** » la table de travail

– « **p** » est la porte de communication vers la zone OX du porte-modèle et de l'objectif.

A titre indicatif le tableau ci-dessous donne les caractéristiques de quelques bancs commerciaux :

Marque	Focale mm	Réduction	Agrand.	Format cm
Bouzard (horizontal)	360	0,10	4	50 x 60 et 60 x 80
Bouzard (horizontal)	1060	0,40	1,5	80 x 100 et 100 x 120
Bouzard (vertical)	210	0,40	2,4	40 x 50
Bouzard (vertical)	150	0,22	4,1	40 x 50
Europrim (horizontal)	480	0,5	2	40 x 50
Europrim (horizontal)	305	0,2	5	50 x 60
Europrim Ofser (horizontal)	300	0,4	2,5	32 x 42
Europrim Ofser (vertical)	240	2	2	40 x 50
Agfa-Gevaert (Mark I-vertical) (fig. 6 N° 3)	305	0,30	2	35 x 45
Polaroïd MP-4 (vertical)	17/135	∞	35	8,5 x 10,5 10,2 x 12,7

Nota : Dans la plupart des cas les appareils peuvent être équipés de tourelles à objectifs interchangeables.

D'une manière générale, on calcule la relation entre la « distance objet » **(D - fig. 2 et 5)** et la valeur de la réduction par la formule :

$$D = \left(\frac{1}{r} + r + 2\right) f$$

avec :

r = Facteur de réduction
f = Longueur focale de l'objectif.

En effectuant quelques calculs on trouve qu'il existe pour D un maximum limitant l'emploi de bancs verticaux car la position de l'œil d'un opérateur, par rapport au sol, devrait se situer aux environs de 1,20 à 1,50 m **(fig. 5)** d'où $D_2 = D - D_1 \simeq 1{,}50$ m.

D'autre part, imaginons qu'un dessin de microélectronique effectué sur un format de 100 x 100 cm, nécessite une réduction de 100.

Avec un objectif de **f** = 100 mm qui ne couvre qu'un champ d'environ 30 mm de diamètre sur le film, il faudrait un banc dont la grandeur D dépasserait 10 mètres. Il faut donc procéder par réductions successives (quatre et vingt-cinq, par exemple). On commence par **r** = 4 ce qui donne, avec un **f** de 480, **D** = 3 mètres. On réduit ensuite de **r** = 25 et l'on prend **f** = 100, **D** = 2,70 m.

On comprend donc pourquoi il est nécessaire de disposer de plusieurs objectifs, particulièrement lorsqu'on opère dans le circuit miniaturisé. Dans le microcircuit, un autre facteur entre en jeu, celui de la longueur d'onde lumineuse.

Le pouvoir séparateur d'un objectif « **s** » est déterminé théoriquement par :

$$s = \frac{10^6}{\lambda\,(f/n)}$$

– λ est la longueur d'onde en nanomètres ou mμm
– **f/n** est l'ouverture relative déjà définie
(voir nomographe Annexe I)

Dans un exemple donné par Kodak sur une notice spécifique, on démontre qu'en lumière verte de λ = 550 mμm, le pouvoir séparateur est :
– à f/11 de 160 lignes au mm
– à f/2 de 900 lignes au mm

La longueur d'onde a donc une influence importante et on doit la choisir aussi courte que possible dans le spectre de sensibilité de l'émulsion utilisée. Les films orthochromatiques ont un maximum de sensibilité à λ = 545 mμm, ce qu'il est facile d'obtenir à travers des filtres types Kodak n° 58 B ou 61 N.

Selon le fournisseur de ces filtres, la lumière sortante étant pratiquement monochromatique, on évite les effets possibles d'aberration chromatique des objectifs.

Plus l'image à reproduire est petite, plus l'ouverture du diaphragme doit être large. Il s'ensuit que la mise au point du détail doit être très soignée. Pour cela, à l'aide d'une lunette microscopique **(fig. 6)**, on fait coïncider l'échelle du dépoli avec la projection en vraie grandeur de l'élément choisi comme base.

A l'échelle microphoto, on peut très bien obtenir une précision de l'ordre du micron et même moins. Recommandation importante : **il faut toujours faire la mise au point avec l'ouverture choisie pour la prise de vue.**

Dans le cas du circuit imprimé à échelle normale, la précision recherchée, quelques centièmes tout au plus, ne requiert pas l'emploi du microscope, et on fait du très bon travail avec un compte-fils 20 x 20 ou 30 x 30.

Une précaution importante : le positionnement du film à impressionner. Il doit être placé symétriquement par rapport au centre du porte-film afin de bénéficier de la meilleure zone de rendement de l'objectif.

Enfin, on a toujours intérêt à rechercher la densité minimale nécessaire à l'utilisation du cliché. Ceci signifie qu'une pose prolongée augmentera peut-être la densité optique, mais ce sera au détriment du pouvoir de résolution. D'autre part, avec un temps de pose trop long on provoque un élargissement du trait proportionnel au degré de fermeture du diaphragme. Par exemple, avec une ouverture de f/16 le doublement du temps de pause provoque une amplification linéaire de 8 fois supérieure à celle que l'on constate avec une ouverture à f/2. C'est un principe qu'il convient de respecter en photographie plane de précision et, à fortiori, s'il s'agit de microphotographie.

On exprime une densité par un nombre abstrait que l'on peut définir comme suit :

– 5 à 6 correspond à l'opacité d'une plaque de métal

– 2 à la densité valable pour les travaux de l'électronique.

– 0,1 définit la transparence totale (les parties claires d'un cliché ont une transparence d'environ 0,5).

Les films pour le circuit électronique

En général, on fait usage de la catégorie des films dits à contraste élevé pour établir le cliché-maître destiné à la fabrication. Qu'il s'agisse de photogravure directe ou de report sérigraphique, ce sont les mêmes films et les mêmes produits qui serviront.

Bien qu'il existe des surfaces panchromatiques à haut contraste, on préfère les émulsions orthochromatiques qui offrent un meilleur pouvoir séparateur. Certaines émulsions dites à « haute résolution » permettent d'atteindre 2000 traits au millimètre. La sensibilité de ces films est très basse, quelques degrés ASA jusqu'à 0,025 pour la très haute finesse.

On choisit les supports polyesters selon deux épaisseurs disponibles, 10/100 ou 18/100. Ces supports ont un très faible coefficient de dilatation

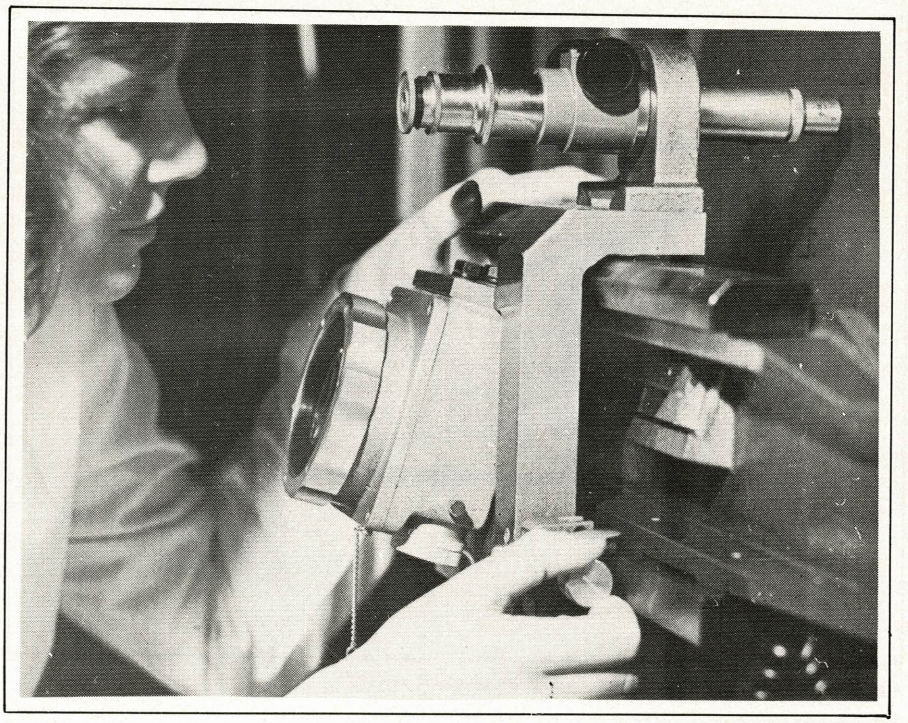


Fig. 6.

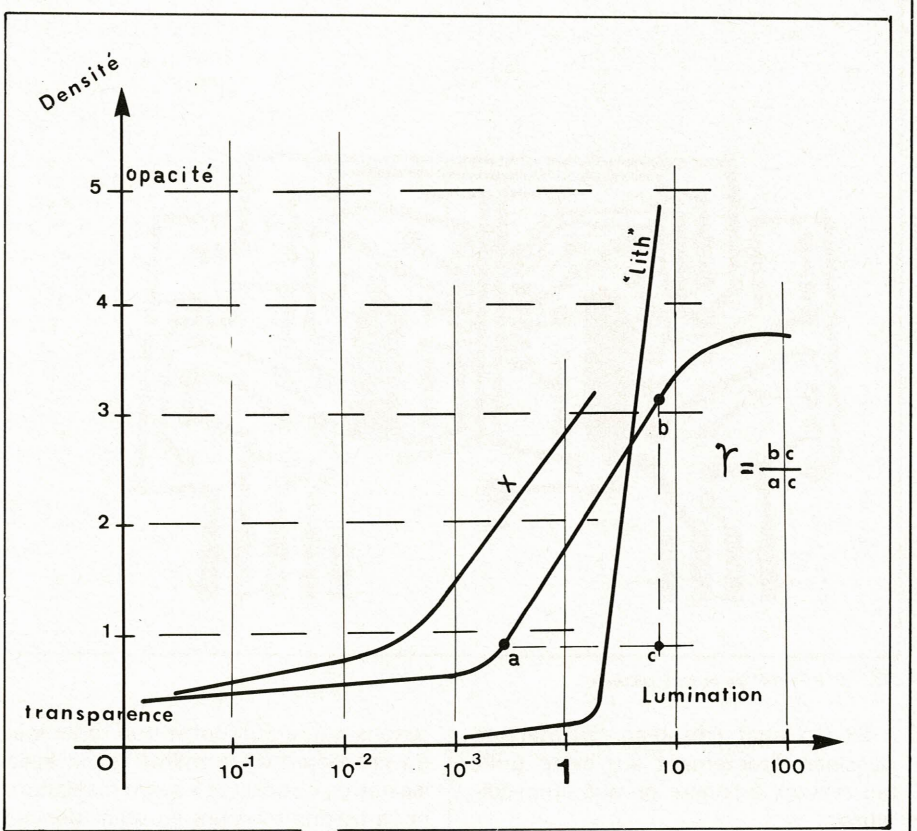


Fig. 7.

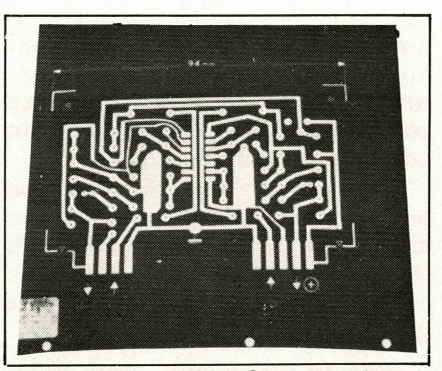


Fig. 8. – Négatif sur HD3 p. On remarque les trois trous de repérage.

thermique (0,3 mm sur 1 mètre pour un $\Delta t°$ de 10°). A l'humidité relative de 50 % les dilatations sont du même ordre. En circuit microélectronique, la confection des masques doit donc tenir compte de ces facteurs **importants.** Nous y reviendrons.

Une catégorie particulière de ces surfaces présente la sensibilité au bleu et leur spectre d'utilisation est décalé vers des λ de 475 nm. Elles sont, en principe, réservées aux reports par contact, mais elles peuvent également être mises en œuvre au banc, en doublant le temps de pose (ce n'est pas recommandé, nous l'avons dit plus haut). La sensibilité spécifique de ces émulsions leur confère la faculté de faire une distinction entre les traits rouges ou jaunes et les bleus. Une des méthodes dont nous allons parler met à profit cette discrimination.

Les films ortho des types Kodalith, Cronalar (Du Pont), Copyline (Agfa-Gevaert), Dynalith (Dynachem), sont manipulables sous lumière rouge et la sécurité est assurée avec un écran rouge clair placé devant une lampe de 15 watts éloignée de 1,20 m environ des films. Sur la **figure 4,** la boîte **« i »** comporte cet écran rouge.

Les films panchro se manipulent dans l'obscurité.

Dans les textes relatifs aux produits pour reproduction au trait, on trouve souvent l'abréviation « lith » qui caractérise la qualification lithographique. C'est donc une indication de possibilité que Kodak a d'ailleurs inclus dans certaines de ses références, sous forme de marques déposées. Mais ce que nous appellerons « révélateur lith », par exemple, pourra très bien s'appliquer à d'autres fabricants.

Nous avons, au passage, évoqué la notion de densité optique. Au niveau de la surface sensible cette valeur conditionne un coefficient dont les fournisseurs font souvent usage pour caractériser leurs produits. C'est le « gamma », représenté par la lettre grecque du même nom (γ). La **figure 7** en donne l'explication.

Sur l'axe des ordonnées, on porte les densités précédemment définies (opacités et transparences) et l'axe des abcisses matérialise les luminations en lux par seconde (photométrie, annexe II). La pente de la partie droite de la courbe construite sur ces axes (un mathématicien dirait « la dérivée ») représente le gamma. Le gamma d'une émulsion pour photo d'amateur est de l'ordre de 1 (courbe X) alors que celui de nos « lith » est voisin de 7 lorsqu'elles sont traitées dans leur révélateur spécifique. Cette caractéristique indique donc l'écart existant entre les noirs et les clairs d'un film correctement utilisé.

Films de sensibilité chromatique spéciale

Pour effectuer les superpositions en doubles-faces ou en multicouches avec un niveau élevé de précision, plusieurs fabricants ont imaginé l'emploi de films (voir plus haut) à sensibilités préférentielles.

Bishop (Spetelec), Folex, Thiokol, proposent ce genre de produit dont la particularité réside dans la propriété de

reproduire de façon sélective une couleur déterminée, dans un contexte multicolore. L'une des méthodes, dite rouge/bleu, met à profit la discrimination naturelle des films panchromatiques (Bishop – Accufilm).

En généralisant, disons qu'une couche ou une face, tracée dans une couleur ne sensibilisera qu'un type de film déterminé ou qu'un film traité au moyen d'un processus particulier. En faisant varier les produits on peut donc obtenir, en partant d'un dessin unique, telle ou telle partie du câblage. En dessinant en noir sur une grille tracée en bleu, il est évident que seul le câblage apparaîtra sur un film ortho. Une couleur opaque aux UV préservera l'émulsion photo tout en restant transparente aux radiations visibles. En sélectionnant à la fois les couleurs de spectre et celles des sensibilités, on peut établir un certain nombre de masques transparents chacun à un type de lumière déterminé.

Une mention spéciale est toutefois à faire pour le système de Brady, appelé Nopan, qui aboutit à un résultat équivalent en utilisant le film orthochromatique classique. Il faut alors « dessiner » au moyen de bandes et de pastilles de couleurs différentes : noir, jaune ou magenta.

Le cliché, pris à travers un filtre Wratten 16 (jaune) fera apparaître en clair les parties violettes et noires, le reste sera opaque. Un second cliché, pris à travers un Wratten 35 (bleu) laissera en clair les parties jaunes et noires. Par conséquent, si les points communs à deux faces sont dessinés en noir et si chaque face est réalisée soit en jaune soit en violet, il devient facile d'exécuter deux faces complémentaires, facilement repérées puisqu'elles sont dessinées simultanément.

Dans un système encore plus simplifié Agfa-Gevaert propose ses films « Copyline » « HD p » et « C pm », pour mettre en pratique le procédé de photolyse, dont nous avons parlé dans le précédent article. Il s'agit d'une astuce de traitement qui permet de procéder à une série d'opérations sans changer de type de film.

Notre préamplificateur, choisi précédemment comme base de cheminement, a été traité de cette façon grâce au concours de ce fabricant.

Nous avons suivi le chemin d'une fabrication industrielle. En voici les étapes principales (travail en lumière rouge) :

1° Report par contact d'une grille au pas standard sur C3 pm. **On ne développe pas le film !...** On fixe, on lave et on sèche. L'image apparaît en teinte rose pâle, laquelle n'est pas opaque aux UV.

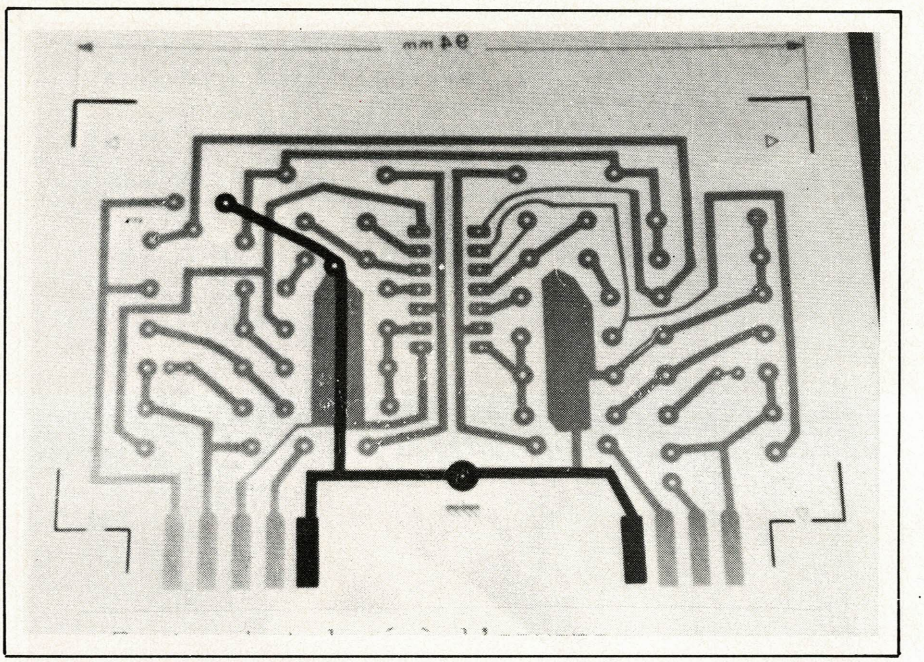


Fig. 9. – Recto photolysé à l'envers : verso, modification dessinée.

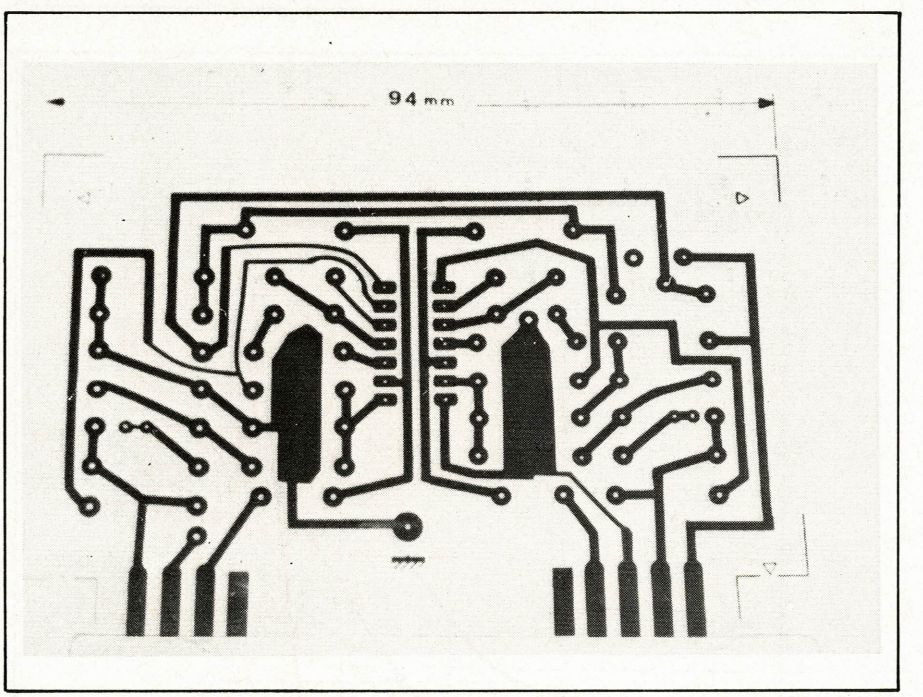


Fig. 10. – Positif de la face rectifiée.

2° On peut très bien, maintenant, dessiner directement sur cette grille (au crayon, à l'encre ou aux auto-collants).

3° Si on insole ensuite un HD3 p aux UV à travers la phase 2, on obtient un négatif de notre dessin sur lequel la grille photolysée a disparu **(fig. 8)**.

Il est évident qu'on aurait pu aussi partir de notre dessin précédemment exécuté sur papier (fig. 4 de l'article du N° 3, page 29).

Maintenant, pour toutes les opérations suivantes, nous procéderons à un repérage de positionnement de toutes nos images entre elles. Un moyen simple consiste à les perforer ensemble à l'aide d'une perforatrice de bureau. Les trous serviront alors à enfiler des petits tenons qui rétabliront le bon repérage. En procédant de la même façon avec les autres « contacts » avant insolation, nous serons toujours en coïncidence.

4° Après perforation de deux films vierges C3 pm mis en place avec le précédent cliché, on tire successivement deux positifs dont l'un est « photolysé » (fixage - lavage - séchage). Le second est développé normalement et constitue le positif du câblage.

Sur le premier, l'image photolytique permet de tracer directement ou sur un autre support transparent, une autre face, un plan de marquage, etc.

5° Imaginons que le dessin de base (Artwork) ait été modifié.

Dans le cas présent, nous avons décidé de placer sur la 2e face tous les

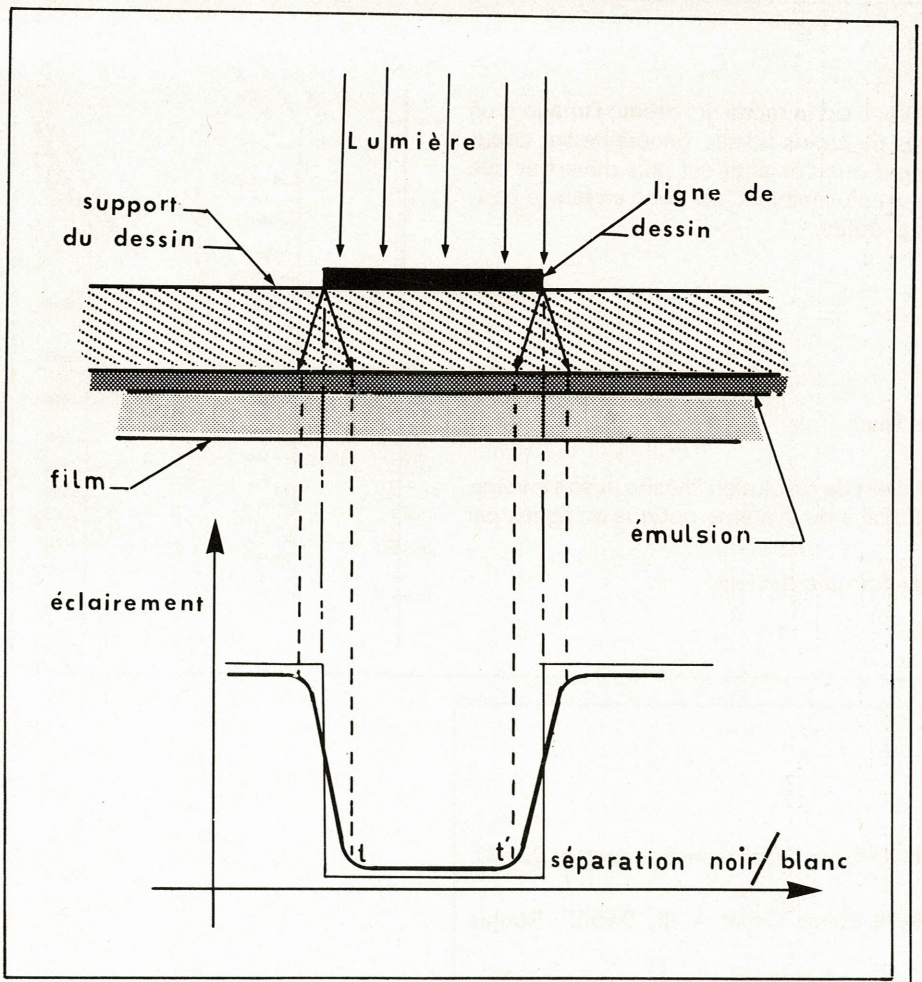


Fig. 11. – La variation réelle d'éclairement n'est pas rectangulaire.

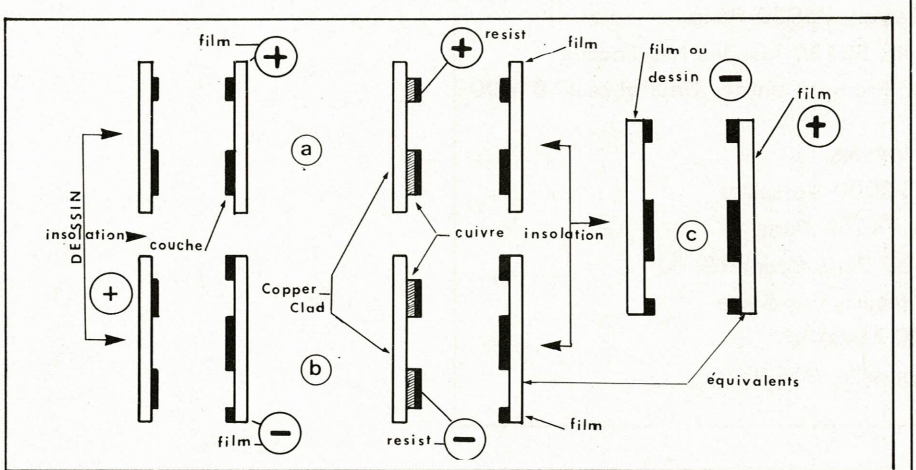


Fig. 12. – La phrase du « résist » est une anticipation.

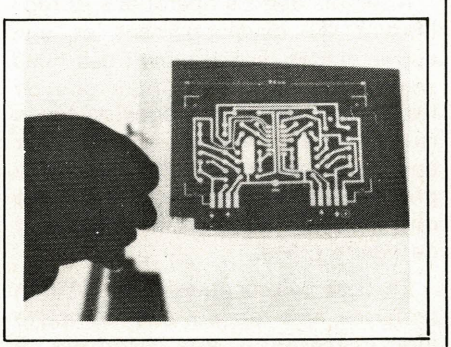


Fig. 13. – Diazotype à l'échelle 1/1 sur TOP. Les UV ne passent pas.

retours de masse afin d'alléger le dessin. En partant du négatif (HD3 p) du 3° ci-dessus, nous avons « bouché » à la gouache les connexions correspondantes. Et nous avons, sans oublier les trous de repères, refait deux « contacts » comme au 4°, pour avoir une photolyse et un positif du nouveau tracé **(fig. 9 et 10)**.

Au lieu de passer par le négatif du 3° pour obtenir le positif du 4° on pourrait partir de l'image du 2° pour faire un auto-positif qui, au développement ne comporterait plus la grille photolysée. Le film Agfa Gevaert DN 83 p donne cette possibilité, de même que les DPM de Du Pont ou les HSD de Kodak. Toutefois, le positif direct comporte toujours un risque d'altération. Il est préférable de passer par un négatif mais il est évident que plus on multiplie les reports, plus on risque de perdre en stabilité dimensionnelle.

Documents de maintenance et de catalogue

Lorsqu'un câblage doit faire ultérieurement l'objet d'une suite de modifications ou s'il s'agit d'illustrer un document, publicitaire ou technique, il est très facile et rapide de préparer une copie tramée depuis le négatif (3°).

On insole en commençant par la trame choisie (sur HD3 p ou similaire) et on continue par une seconde exposition du même film à travers le négatif précité.

Quelques recommandations pour l'emploi des films

La manipulation des films doit se faire sans poser les doigts sur les faces et à l'abri des poussières. Ce sont là les deux principes fondamentaux.

Selon l'épaisseur du film et la précision exigée, on peut être amené à tenir compte du phénomène de diffusion dont l'effet provoque une réduction du pouvoir résolvant. La **figure 11** explique la production de ce défaut qui varie avec l'épaisseur du support de tracé initial. La courbe construite au dessous montre que la variation réelle de l'éclairement entre les parties claires et les parties foncées (trait continu) entraîne une réduction de la largeur du trait (t t').

Cette réduction s'ajoute à celle due à l'influence du temps d'exposition (voir plus haut) et peut encore être modifiée en fonction du type de révélateur utilisé. La polarité du cliché ou du dessin de départ influe également. Avec un original négatif, les clairs ont tendance à élargir alors que c'est l'inverse avec l'original positif **(cas de la fig. 11)**.

Il est donc, surtout en milliphoto et en microphoto, important de juxtapo-

Annexe I

En microphotographie, le disque de Airy, c'est la tache qui reflète l'image d'un point. Cette tache prend des formes plus ou moins fidèles, généralement circulaires, dont le rayon est d'autant plus petit que l'objectif est plus ouvert et que la longueur d'onde de la lumière utilisée est plus faible. C'est donc en fait, le pouvoir séparateur de l'objectif qui est ainsi défini.

Il répond à la formule :

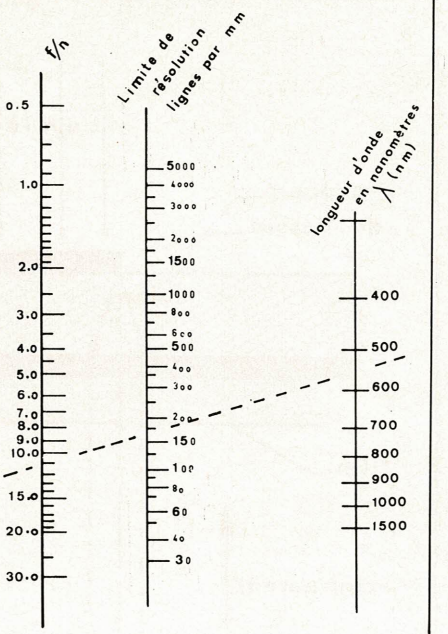
$$r = \frac{1{,}22\,\lambda\,(f/n)}{10^3}$$

r = rayon en μ
λ = longueur d'onde lumineuse en nm (mμ)
f/n = ouverture relative de l'objectif

La valeur $\alpha = \lambda\,(f/n)$ est appelée coefficient de résolution linéaire et son inverse, $1/\alpha = s$, représente la « limite de résolution » du système optique en lignes par unité de longueur.

L'unité pratique étant le millimètre la formule devient:

$$s = \frac{10^6}{\lambda\,(f/n)}$$



Quelques fournisseurs de matériel photo

- Agfa Gevaert/Ind. Graphiques : 274/276, av. Napoléon-Bonaparte, 92502 Rueil-Malmaison
- Bishop (Spetelec) : Tour Europa, Belle-Epine Cidex A III, 94532 Rungis Principal
- Bouzard et ses fils : 10, bd de la Bastille, 75580 Paris Cedex 12
- Brady : Industriepark C/3, B-9140, Zele, Belgique
- Chemical Électronique : 35, rue du Retrait, 75020 Paris
- Comatel : 78/80, av. du Gal-de-Gaulle, 92130 Issy-les-Moulineaux
- Du Pont de Nemours : département Produits photo, Courtabœuf, 91400 Orsay
- Europrim : 19, bd du Lycée, 92170 Vanves
- Folex : 56, rue Jean-de-la-Fontaine, 78000 Versailles
- Kasper (Minemet) : 33, av. du Maine, 75755 Paris
- Kodak Pathé : 8/26, rue Villiot, 75580 Paris Cedex 12
- Polaroïd : 57, rue de Villiers, 92202 Neuilly-sur-Seine
- Primelec : 10, av. Jean-Jaurès, 92240 Malakoff
- Thiokol-France : B.P. nº 2, Zone Industrielle, 91430 Igny.

ser les films émulsion contre émulsion, plutôt que de les insoler à travers l'épaisseur du support original. La **figure 12** montre les principes de processus permettant d'éviter les reports d'erreurs dus à la diffusion. A noter que le type de lumière et sa méthode d'application modifient encore les résultats de façon sensible. En microélectronique évoluée, la mise en œuvre de « plotters », de faisceaux électroniques, de rayonnement X ou de systèmes holographiques est souvent substituée à l'optique classique avec plus ou moins de succès d'ailleurs... Mais ceci est une autre histoire.

Le traitement des films

Il semble que les opérations se rapportant au développement et aux autres stades du traitement des films soient trop diversifiées pour pouvoir les aborder dans ces pages de façon rationnelle. Chaque producteur apporte sa propre technique, et sa propre expérience, dans une littérature qu'il distribue d'ailleurs généralement de bonne grâce.

En tout cas, chaque boîte de film renferme une notice très complète avec référence aux produits à employer. Leur utilisation ne présente donc pas de problème.

Et puis, pour les fabrications de séries, les grands de la photo (Kodak, Agfa Gevaert, Du Pont etc.) fournissent des appareils automatiques dans lesquels on introduit le film qui vient d'être impressionné. Il ressort tout seul, sec, prêt à l'emploi, sans que l'opérateur ait eu à intervenir ! C'est certainement le meilleur système.

Les films diazoïques

Une nouvelle génération de produits sensibles a été proposée et de nombreuses marques les ont développés.

Thiokol, dans la gamme Dynachem,

Annexe II
Photométrie

La photométrie est l'art de mesurer la partie visible de l'énergie rayonnée.

– Le flux lumineux (F), c'est le produit de l'énergie lumineuse par la visibilité, il s'exprime en « lumen ». On l'écrit aussi quelquefois « ∅ ».

– L'intensité lumineuse (I), c'est le quotient du flux F par l'angle solide dans lequel elle agit. Elle s'exprime en « Candela » (anciennement « bougie »).

– La luminance (L), c'est le produit de I par la surface de l'impact. Elle s'exprime en « Stilb » (appelé aussi Foot-Lambert).

– La densité d'éclairement, c'est le logarithme de l'opacité. Elle s'exprime par un nombre abstrait.

– L'opacité, c'est le rapport de deux flux (Fi/Ft) : le flux incident sur le flux transmis. C'est une valeur abstraite. Son inverse s'appelle le facteur de transmission.

– La température de couleur est l'une des composantes permettant de déterminer la « tonalité » (ou la teinte). Elle est établie par référence au **corps noir** qui est considéré comme le radiateur parfait. Elle est exprimée en degrés Kelvin « ^{O}K » et définit la densité d'énergie spectrale (λ) d'une source lumineuse donnant la couleur correspondante.

– La « lucivité », qui exprime l'efficacité lumineuse relative d'un rayonnement se substitue à l'ancienne notion de luminicité. Elle prend la notation $K\lambda$ et les Anglo-Saxons l'appellent « Relative Spectral Sensitivity ». Le tableau ci-dessous donne la valeur de $K\lambda$ pour les valeurs du spectre comprises entre 380 et 770 nm.

Long. d'onde en nm	Kλ	Long. d'onde en nm	Kλ
380	0,0000	580	0,8700
390	0,0001	590	0,7570
400	0,0004	600	0,6310
410	0,0012	610	0,5030
420	0,0040	620	0,3810
430	0,0116	630	0,2650
440	0,0230	640	0,1750
450	0,0380	650	0,1070
460	0,0600	660	0,0610
470	0,0910	670	0,0320
480	0,1390	680	0,0170
490	0,2080	690	0,0082
500	0,3230	700	0,0041
510	0,5030	710	0,0021
520	0,7100	720	0,0010
530	0,8620	730	0,0005
540	0,9540	740	0,0003
550	0,9950	750	0,0001
560	0,9950	760	0,0001
570	0,9520	770	0,0000

Le facteur d'éclairement appelé aussi facteur d'illumination est une valeur souvent rencontrée en optique. Il s'exprime en Lux, Foot Candles ou en Phot selon le tableau de correspondance ci-dessous :

	Lux	Foot-Candles	Phots
1 Lux	1	0,0929	10^{-4}
1 Foot Candle	10,76	1	$1,076.10^{-3}$
1 Phot	10^4	929	1

Quelques valeurs se rapportant aux mesures photométriques :

h = constante de Plank = énergie d'un photon par hertz (1 c/s) = $6,6262 . 10^{-34}$ MKS

k = constante de Boltzmann = $1,380\ 54 . 10^{-23}$

c = vitesse de la lumière dans le vide = $2,998 . 10^{8}$ m/s

commercialise le Trans-O-Paque-G.2, appelé aussi TOP-G.2. C'est un film de Mylar (produit Du Pont) enduit d'une émulsion auto-positive se développant en moins d'une minute, sous vapeur d'ammoniaque. La stabilité du matériau, ainsi que l'excellent contraste de l'émulsion en UV, en font un élément de report et de duplication particulièrement intéressant **(fig. 13)**. En voici les caractéristiques principales :
– épaisseur = 18/100 (7 mils)
– définition = 100 lignes/mm
– insolation aux UV, sensibilité max. λ = 390 nm
– opacité à 95 % pour λ = 500 nm
– développement gaz ammoniac anhydre 95 à 105°
– durée de vie du cliché : illimitée lorsqu'il est souvent exposé
– manipulation sous lumière jaune clair.

Le fabricant peut également fournir un développeur très simple, disponible en deux largeurs, 460 et 800 mm. Sa manipulation est sans danger.

Le typon négatif de fabrication de notre préampli a été exécuté sur TOP et la suite des opérations conduite dans les laboratoires, et avec la collaboration d'Europrim et de l'IFTEC (Institut Européen de Formation des Techniciens en Circuits Imprimés).

Évidemment, la réduction au banc (échelle 1/2) à 94 mm avait été exécutée préalablement en négatif depuis le cliché du 4°. Pour le double face, après rectification, nous avons utilisé directement les films ortho, produits par réduction du 5°. Nous nous servirons ultérieurement de tous ces clichés-maîtres pour faire apparaître les réserves de gravure sur le « photorésist », et plus tard pour exécuter les mêmes platines par procédés additifs sur stratifié non métallisé.

P.Lemeunier

BIBLIOGRAPHIE

Répertoire Kompass 1978

Ce répertoire général de la production française dans les domaines de l'électricité, de l'électronique et du nucléaire répertorie 78 branches professionnelles (avec 3 000 nomenclatures d'articles) pour 6 000 citations de firmes et est complété d'un index alphabétique des articles en quatre langues (français, anglais, allemand et espagnol).

Chaque entreprise est présentée par ordre alphabétique sous forme d'une notice détaillée comportant des informations sociales et administratives, industrielles et commerciales.

Cette nouvelle édition bénéficie de la méthode informatique et sa masse documentaire est actualisée chaque année par un réseau de 50 enquêteurs exclusifs.

Un volume de 520 pages, format 21 x 29,7. Prix : 176,40 F TTC (franco).

SNEI-Kompass, 22, avenue F.-D.-Roosevelt, 75008 Paris.

Recherches méthodiques des pannes dans les récepteurs de radiodiffusion

par A. Renardy et H. Lummer

Cet ouvrage, traduit de l'allemand par R. Aschen, permettra à tous les techniciens amateurs ou professionnels, de se familiariser sérieusement avec les principes généraux et les méthodes les plus rapides de la recherche des pannes dans les récepteurs radio.

Sommaire : Analyse des tensions - Analyses des courants - Examen des résistances – Signal injection et signal tracing - Recherche des défauts à l'aide d'un oscilloscope - Marche à suivre dans la recherche des défauts - Recherche des défauts dans les différents étages - Recherche de défauts dans un récepteur équipé de transistors et de circuits intégrés - Appareils utiles pour la recherche des défauts - Examens précis des composants - Quelques remèdes en cas de détériorations mécaniques.

Un ouvrage de 104 pages, format 11,5 x 16,5. Collection « Technique Poche ». Prix : 19 F.

ETSF, 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.

Mémoires intégrées

par H. Lilen

Cet ouvrage, d'un très grand intérêt pour le professionnel, dresse tout d'abord un classement fonctionnel des mémoires intégrées (RAM, ROM, EPROM, REPROM, etc.) selon leur type de fonctionnement (à accès aléatoire, séquentielles, associatives), ainsi que leur structure et leurs caractéristiques.

La plus grande partie de ce livre est consacrée à une analyse par type de fonctionnement qui aborde les mémoires mortes (ROM), les mémoires vives (RAM statiques, RAM dynamiques), les mémoires mortes programmables (PROM), les mémoires mortes effaçables et reprogrammables (EPROM ou REPROM effaçables par UV, EEROM ou EAROM effaçables électriquement), puis les mémoires à accès séquentiel (registres à décalage), les technologies à transfert de charge (CTD, CCD, BBD), les mémoires à bulles magnétiques (MBM) et à propagation de domaines, les registres et piles (LIFO et FIFO), les mémoires associatives (CAM), les mémoires à verre semi-conducteur (RMM ovoniques), les réseaux logiques programmables (PLA et FPLA) et enfin d'autres types de mémoire (BEAMOS, cryogéniques, à laser...).

Quelques appareils spécifiques conçus pour les mémoires (simultateur de mémoires mortes, programmateur de PROM ou REPROM) sont décrits succinctement.

Une liste des fabricants de mémoires intégrées termine cet ouvrage très documenté et dont la clarté et l'aspect pratique n'échapperont pas aux concepteurs, ingénieurs d'applications, réalisateurs de circuits ou de systèmes et étudiants à qui ce livre est particulièrement destiné.

Un volume de 288 pages, format 16 x 24.

Editions Radio, 9, rue Jacob, 75006 Paris.

La physique des semi-conducteurs

par P. Kireev

Diffusion et défauts ponctuels dans les semi-conducteurs

par B. Boltaks

Physico-chimie de la surface des semi-conducteurs

par Th. Wolkenstein

Ces trois ouvrages soviétiques, parus initialement en langue russe, ont été édités en français dernièrement.

Leur niveau est assez élevé, aussi bien dans le domaine physique que dans celui des mathématiques, ce qui répond à un besoin de la part des chercheurs, des étudiants et des ingénieurs spécialisés.

Dans ses 728 pages, « La physique des semi-conducteurs » décrit en fait un cours qui est enseigné à la Faculté des matériaux et appareils semi-conducteurs de l'Institut de l'acier et de ses alliages à Moscou. On y parle de la théorie électronique de la conduction, de la théorie des bandes des semi-conducteurs, de la statistique des électrons et des trous, des effets de transport, de la théorie des porteurs de charge et de leur recombinaison, des phénomènes de contacts dans les semi-conducteurs, des propriétés optiques et photoélectriques de ces derniers et enfin de la théorie des groupes.

« Diffusion et défauts ponctuels dans les semi-conducteurs » nous relate, dans ses 448 pages, les différents défauts de la structure cristalline des semi-conducteurs, la thermodynamique des défauts ponctuels dans les cristaux, les processus de diffusion des impuretés avec les cas particuliers du germanium, du silicium et bien d'autres semi-conducteurs. L'influence des champs électriques et des particules nucléaires sur la diffusion est ensuite étudiée, suivie d'une analyse sur la solubilité des impuretés dans les semi-conducteurs.

Le troisième ouvrage, « Physico-chimie de la surface des semi-conducteurs » (336 pages), analyse les problèmes posés par les caractéristiques de surface pour lesquelles une variation incontrôlée en fonction de la température ou du milieu ambiant provoque une instabilité des performances des matériaux. Cet ouvrage, comme les deux précédents, a un caractère essentiellement théorique. On y fait une tentative pour découvrir le mécanisme des processus qui se déroulent à la surface d'un semi-conducteur.

Prix : 35 F, 34 F et 35 F.

Editions MIR, 2 Pervi Rÿski péréoulok, Moscou I-110, GSP, URSS (disponibles à la Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).

(Suite page 186)

Etude

Les circuits logiques

décimal	binaire pur	B.C.D.	excès de trois	Gray
0	0	0000	0011	0000
1	1	0001	0100	0001
2	10	0010	0101	0011
3	11	0011	0110	0010
4	100	0100	0111	0110
5	101	0101	1000	0111
6	110	0110	1001	0101
7	111	0111	1010	0100
8	1000	1000	1011	1100
9	1001	1001	1100	1101
10	1010	0001 0000	0100 0011	1111
11	1011	0001 0001	0100 0100	1110
12	1100	0001 0010	0100 0101	1010
13	1101	0001 0011	0100 0110	1011
14	1110	0001 0100	0100 0111	1001
15	1111	0001 0101	0100 1000	1000

LES DECODEURS
LES MULTIPLEXEURS

Les codes de comptage

Il y a beaucoup de codes de comptage. Nous allons en décrire quatre pour donner une idée de la subtilité d'esprit employée par les chercheurs. Par la suite nous utiliserons surtout les deux premiers.

A) Code binaire pur

Le code binaire pur est employé universellement dans les calculatrices et les computers, car il ne nécessite que deux états, ce qui est facile à réaliser en électronique. Pour rendre finalement un nombre binaire pur intelligible, il faut le décoder en décimal. Ce décodage peut être compliqué quand un nombre très grand est utilisé. Pour cette raison, entre autres, on emploie couramment le code B.C.D.

B) Code B.C.D. (Binary Coded Decimal = décimal codé binaire)

Chaque chiffre d'un nombre décimal est codé en binaire pur. Comme un chiffre décimal nécessite 4 chiffres binaires, on aura autant de groupes de 4 chiffres binaires qu'il y a de chiffres dans le nombre décimal.

Par exemple : 1 364 sera en B.C.D. : 0001 0011 0110 0100

C) Code excès de trois

Chaque chiffre d'un nombre décimal est codé en binaire pur comme en B.C.D., mais après l'avoir augmenté de 3 au préalable.

Ce code est intéressant quand on emploie le complément restreint. Les calculatrices emploient le complément pour la soustraction. On remplace celle-ci par l'addition du complément comme nous avons vu précédemment.

En code excès de 3, le 1 se représente par 0100, dont le complément est 1011 qui est bien un 8.

D) Code Gray (binaire réfléchi)

Quand on fait un comptage en B.C.D. ou en code excès de trois, plusieurs chiffres binaires peuvent changer quand on augmente le chiffre décimal d'une unité.

Ainsi, par exemple, pour passer de 3 à 4 en B.C.D. (ou en binaire pur) on passe de 0011 à 0100 : il y a 3 chiffres qui changent. De même pour passer de 4 à 5 en code excès de 3, on passe de 0111 à 1000 : il y a 4 chiffres qui changent.

Suivant la longueur du nombre, suivant le temps de propagation, suivant la méthode employée : addition série ou parallèle et pour d'autres raisons encore, on passe par des états intermédiaires qui peuvent amener des erreurs de fonctionnement si les chiffres qui doivent changer ne le font pas en même temps.

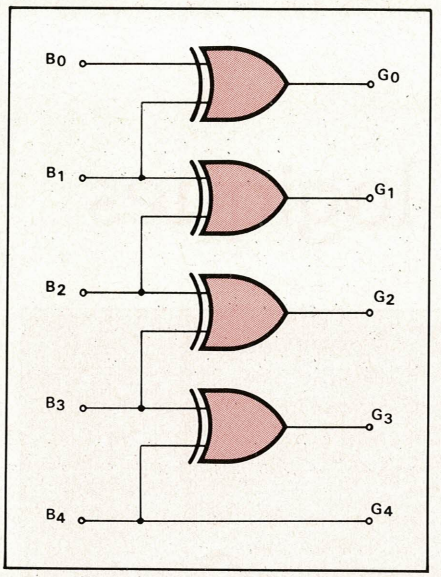


Fig. 1

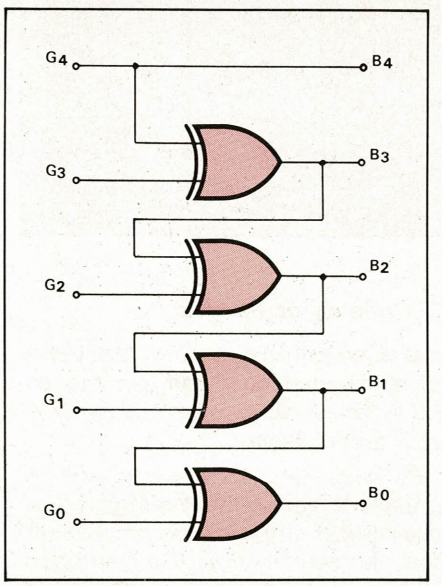


Fig. 2

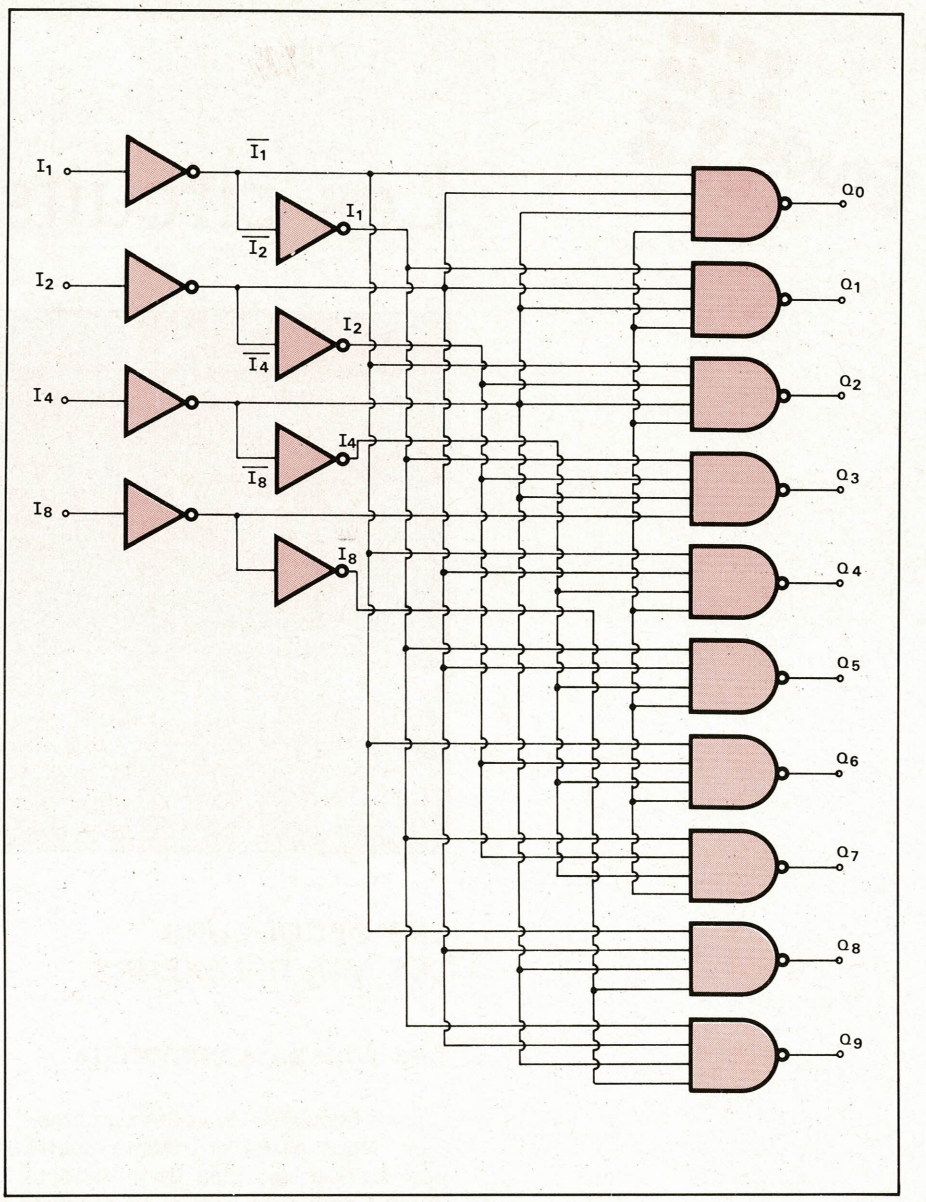


Fig. 3

Le code Gray élimine ce défaut. En passant d'un chiffre décimal au suivant, il n'y a qu'un chiffre du nombre en code Gray qui change.

Le code Gray est idéal pour la conversion analogique digitale. Pour le calcul, il est très complexe. Il faudra le convertir en binaire pur.

Conversion binaire pur Gray

Un nombre binaire pur B de n + 1 bits s'écrira

$B_n\ B_{n-1} \ldots B_j \ldots B_1\ B_0$

B_n étant le chiffre de poids le plus élevé

On écrira un nombre en code Gray G de la même façon

$G_n\ G_{n-1} \ldots G_j \ldots G_1\ G_0$

Pour convertir le nombre binaire pur B en nombre en code Gray, on applique la règle suivante : pour obtenir un chiffre quelconque, par exemple G_j, on additionnera le chiffre de même poids B_j au chiffre de poids immédiatement supérieur B_{j+1}. On ne tient pas compte du report, s'il y en a un, puisque le chiffre G_j est unique. Nous aurons donc 4 cas :

B_{j+1}	B_j	RG_j
0	+ 0 =	0
0	+ 1 =	1
1	+ 0 =	1
1	+ 1 =	10

et l'on voit que G_j est le résultat d'un OU exclusif.

$G_j = B_j + B_{j+1}$ (1)

Prenons un exemple : convertissons le nombre binaire pur 0110 en code Gray

$G_0 = 0 + 1 = 1$
$G_1 = 1 + 1 = 0$
$G_2 = 1 + 0 = 1$
$G_3 = 0 + 0 = 0$

le nombre en code Gray est 0101.

On remarquera également que le 1 de plus haut poids en binaire pur amènera un 1 de même poids en Gray puisque tous les points supérieurs sont des 0.

La réalisation avec des opérateurs OU exclusifs est montrée à la **figure 1.**

Conversion Gray binaire pur

Avec la même écriture que précédemment pour convertir un nombre G en nombre B, on applique la règle suivante : pour obtenir un chiffre quelconque B_j on additionnera le chiffre Gray de même poids G_j au chiffre **binaire pur** de poids immédiatement supérieur B_{j+1}. On ne tient pas compte du report éventuel puisque B_j est unique.

Puisqu'il faut connaître B_{j+1} pour avoir B_j, il faudra donc commencer par

le chiffre de poids le plus élevé qui sera d'ailleurs le même que celui en code Gray de même poids pour la même raison que précédemment.

G_j	B_{j+1}	RB_j
0	+ 0	= 0
0	+ 1	= 1
1	+ 0	= 1
1	+ 1	= 10

B_j est le résultat d'un OU exclusif
$B_j = G_j + B_{j+1}$ (1)

Soit à convertir le nombre G 0101 en binaire pur

$B_3 = G_3 = 0$
$B_2 = 1 + 0 = 1$
$B_1 = 0 + 1 = 1$
$B_0 = 1 + 1 = 0$

le nombre en binaire sera 0110

La réalisation avec des opérateurs OU exclusifs est montrée à la **figure 2.**

Les multiplexeurs

Précisons quelques notions sur les multiplexeurs que nous aborderons dans quelques paragraphes, car, certains décodeurs peuvent fonctionner en démultiplexeurs dont il faut connaître les principes pour aborder l'analyse avec fruit.

Un multiplexeur est un interrupteur sélectif (sans pièces mobiles puisqu'il s'agit de C.I.) à une galette et x entrées. Il y a donc une sortie et x entrées. On sélectionnera l'entrée qui sera envoyée à la sortie à l'aide d'entrées de sélection (de même qu'on sélectionne manuellement un combinateur mécanique).

A l'inverse un démultiplexeur, qui est aussi un interrupteur sélectif, enverra les informations d'une seule entrée à l'une des x sorties suivant l'état des entrées de sélection.

Décodage B.C.D. décimal avec le C.I. 7442

On utilise le circuit intégré du type 7442 tel que montré à la **figure 3** représentant les différentes fonctions de ce circuit.

Quand les 4 entrées de chaque porte ET NON sont à 1, la sortie est à 0.

Quand une sortie vient à 0, toutes les autres restent à 1. Pour une entrée en binaire pur à partir de 1010, toutes les sorties restent à 1. En d'autres mots, quand il n'y a aucune sortie à 0 c'est que les entrées ne sont pas transcodables en décimal.

Fonctionnement du 7442 en démultiplexeur

En examinant la **figure 3,** nous voyons qu'il y a une entrée commune aux 8 portes dont les sorties sont Q_0 à Q_7.

Nous considérons I_1, I_2 et I_4 comme les entrées de sélection et I_8 comme l'entrée de l'information qui sera adressée à l'une des 8 sorties Q_0 à Q_7 selon l'état des entrées de sélection.

Par exemple avec l'adresse 100 (I_4 = 1, I_2 = 0, I_1 = 0), il vient :

$Q_4 = I_8$

On dispose également de 2 compléments :

$Q_8 = \overline{Q_0}$ et $Q_9 = \overline{Q_1}$

Chacun peut le vérifier à titre d'exercice.

Générateur ou contrôle de parité de 8 bits pair ou impair avec le C.I. 74.180.

On pourra se référer à la **figure 4.**

Les 2 strobes (nous conservons ce mot ; on pourrait le traduire par : ligne d'interrogation) S_0 (0 pour odd = impair) et S_E (E pour even = pair) controlent les sorties Q_E et Q_0.

Suivant les états de S_0 et S_E, nous avons 4 cas à considérer :

A) $S_E = S_0 = 1$
$H = 1 . G = G$
$I = 1 . \overline{G} = \overline{G}$
d'où $H = I$ et $Q_E = 0$
de même $J = \overline{K}$ et $Q_0 = 0$

Nous aurons toujours $Q_E = Q_0 = 0$

B) $S_E = S_0 = 0$
$H = 0 . G = 0$
$I = 0 . G = 0$
d'où $Q_E = \overline{H} . \overline{I} = 1$
de même $Q_0 = 1$

Nous aurons toujours $Q_E = Q_0 = 1$

C) $S_E = 1$ et $S_0 = 0$
$\overline{A} = I_0 + I_1$
$\overline{B} = I_2 + I_3$
$E = A + B = \overline{A} + \overline{B}$ (revoir § 7)
$\overline{C} = I_4 + I_5$
$\overline{D} = I_6 + I_7$
$F = C + D = \overline{C} + \overline{D}$
$\overline{G} = E + F$
$\overline{G} = I_0 + I_1 + I_2 + I_3 + I_4 + I_5 + I_6 + I_7$
= 1 si nombre impair de 1
= 0 si nombre pair de 1.

Ici cela est bien visible puisqu'on part de groupes de 2 termes. C'est d'ailleurs vrai quel que soit le nombre OU exclusifs.

Supposons un nombre pair de 1 aux 8 entrées

$\overline{G} = 0$ $G = 1$
$H = G . S_0 = 0$
$I = \overline{G} . S_E = 0$ d'où $Q_E = 1$
$J = S_E . \overline{G} = 1$
$K = S_0 . \overline{G} = 0$ d'où $Q_0 = 0$

Supposons un nombre impair de 1 aux entrées

$\overline{G} = 1$ $G = 0$
$H = 0$ $I = 1$ d'où $Q_E = 0$
$J = 0$ $K = 0$ d'où $Q_0 = 1$

D) $S_E = 0$ et $S_0 = 1$
Nous aurons de même
pour un nombre pair de 1 :
$Q_E = 0$
$Q_0 = 1$
pour un nombre impair de 1 :
$Q_E = 1$
$Q_0 = 0$

Codeur à priorité de 8 entrées avec le C.I. 9318

On se réfèrera à la **figure 5.**

$Q_E = \overline{I_0 . I_1 . I_2 . I_3 . I_4 . I_5 . I_6 . I_7 . \overline{I_E}}$
$Q_A = Q_E . \overline{I_E}$
$= \overline{Q_E} + I_E$
$A = \overline{I_1} . I_2 . I_4 . I_6 . \overline{I_E}$
$B = I_5 . I_4 . \overline{I_2} . \overline{I_E}$
$C = I_4 . \overline{I_3} . I_5 . I_6 . \overline{I_E}$
$D = I_4 . \overline{I_E}$
$E = I_6 . \overline{I_5} . \overline{I_E}$
$F = \overline{I_6} . \overline{I_E}$
$G = \overline{I_7} . \overline{I_E}$

$Q_1 = \overline{A + C + E + G}$
ou $\overline{Q_1} = A + C + E + G$
$Q_2 = \overline{B + C + F + G}$
ou $\overline{Q_2} = B + C + F + G$
$Q_4 = \overline{D + E + F + G}$
ou $\overline{Q_4} = D + E + F + G$

$\overline{Q_0} = \overline{I_1} . \overline{I_2} . \overline{I_4} . \overline{I_8}$ $Q_0 = 0$ pour les entrées 0000
$\overline{Q_1} = I_1 . \overline{I_2} . \overline{I_4} . \overline{I_8}$ $Q_1 = 0$ pour les entrées 0001
$\overline{Q_2} = \overline{I_1} . I_2 . \overline{I_4} . \overline{I_8}$ $Q_2 = 0$ pour les entrées 0010
etc.

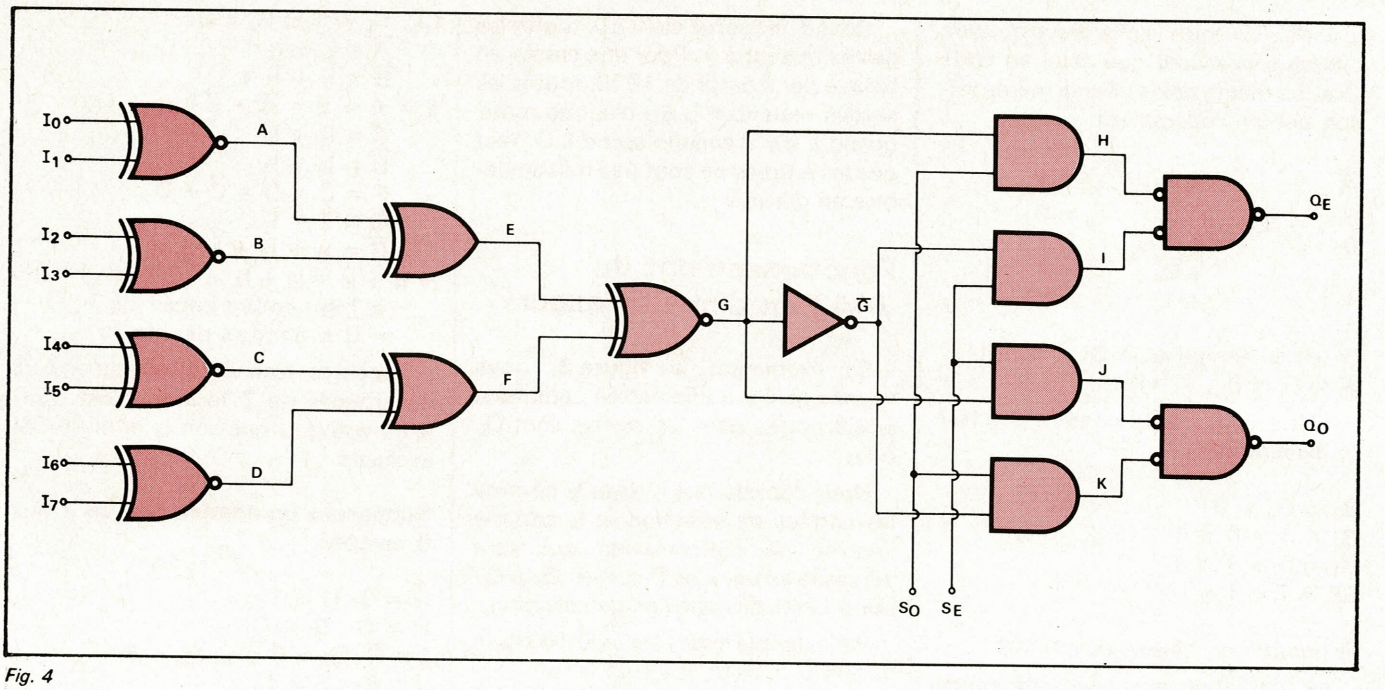

I0
I1
I2
I3
I4
I5
I6
I7
A
B
C
D
E
F
G
H
I
J
K
QE
QO
SO
SE

Fig. 4

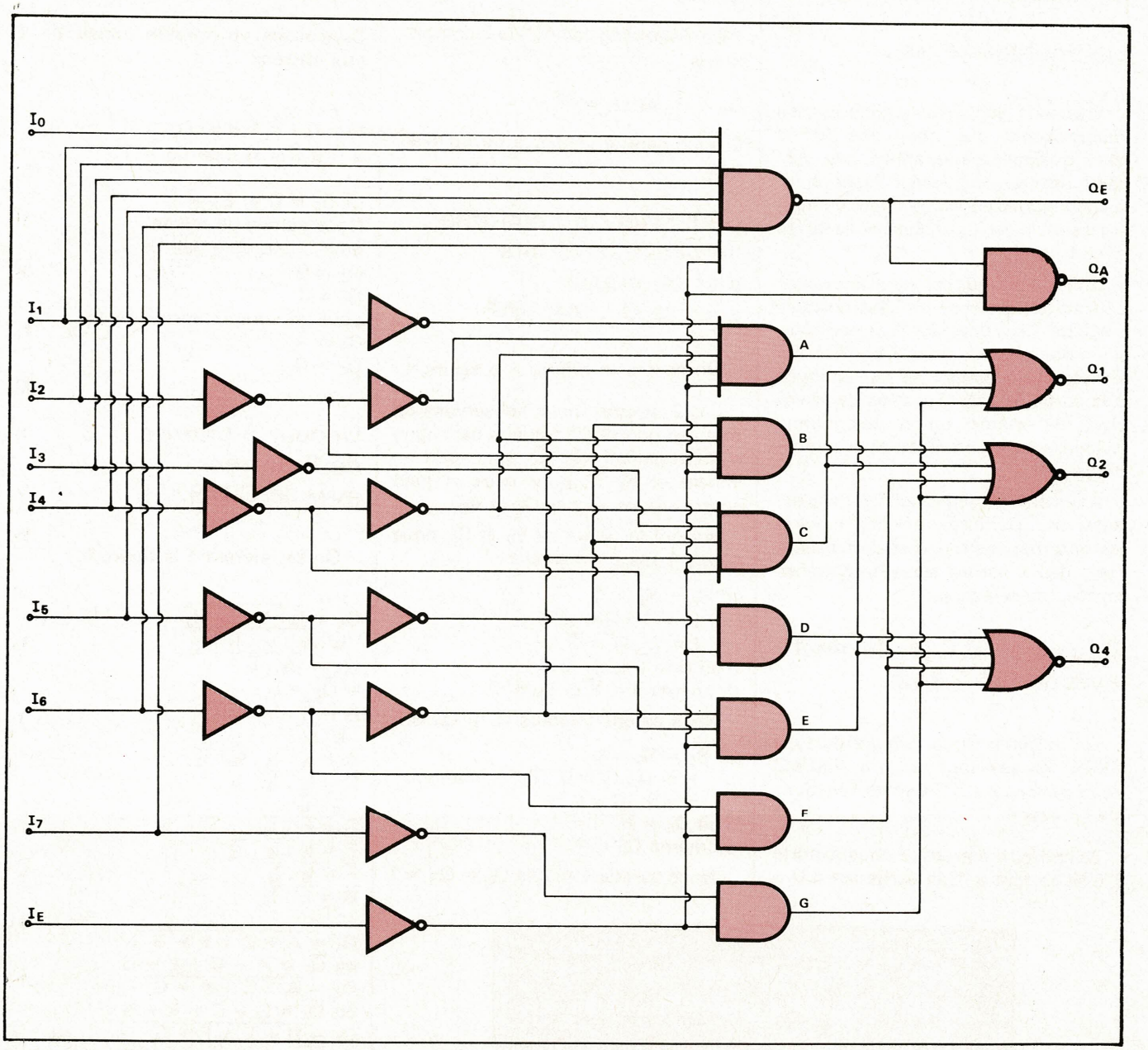

I0
I1
I2
I3
I4
I5
I6
I7
IE
A
B
C
D
E
F
G
QE
QA
Q1
Q2
Q4

Fig. 5

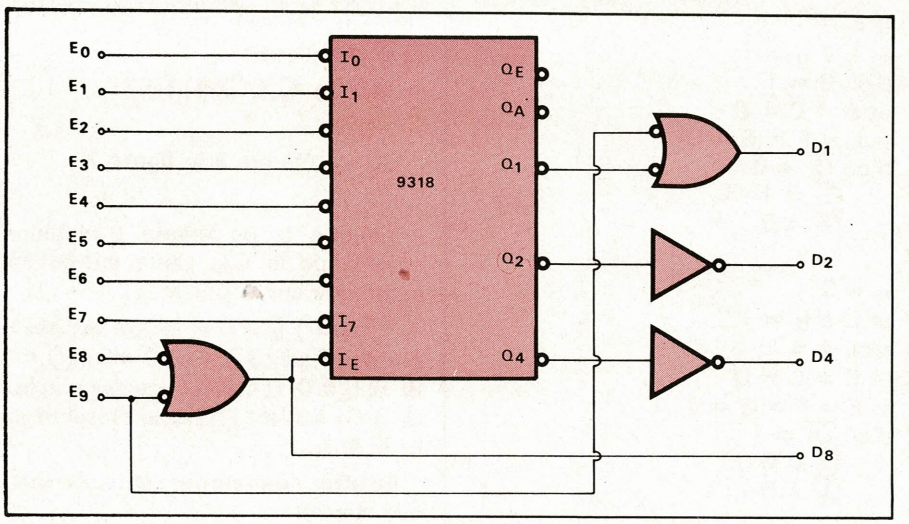


Fig. 6

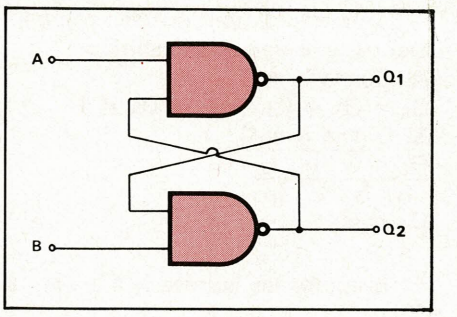


Fig. 8

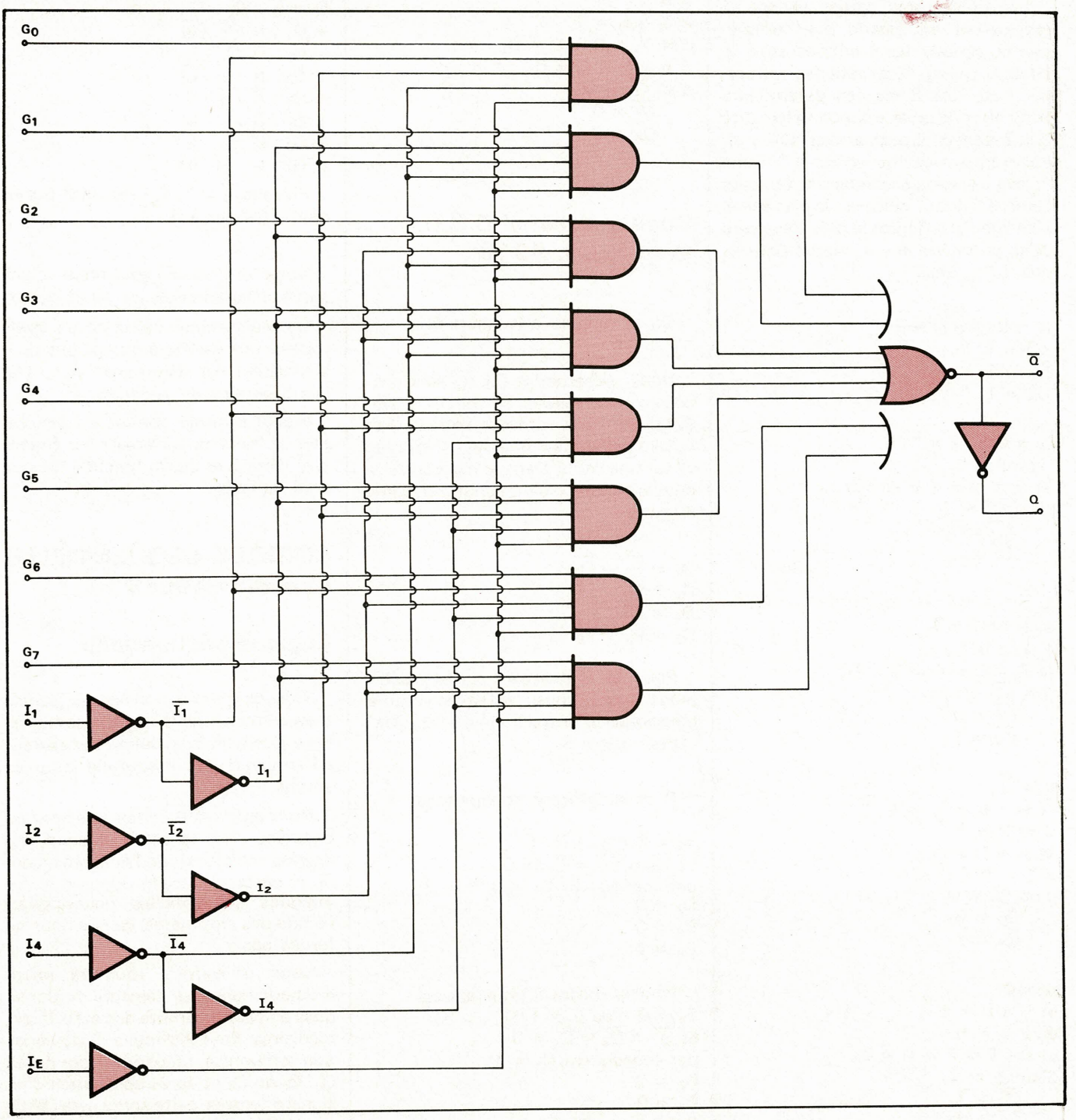


Fig. 7

L'entrée I_E (E pour enable : disponible) est une entrée d'inhibition.

A) Quand $I_E = 1$

$Q_E = Q_A = Q_1 = Q_2 = Q_4 = 1$

B) Quand $I_E = 0$

$\overline{Q_E = I_0 \cdot I_1 \cdot I_2 \cdot I_3 \cdot I_4 \cdot I_5 \cdot I_6 \cdot I_7}$

$Q_A = Q_E$

1° Si toutes les entrées I_0 à I_7 sont à 1

$Q_E = 0$ $Q_A = 1$

$A = B = C = D = E = F = G = 0$

$Q_1 = Q_2 = Q_4 = 1$

2° Si une des entrées est à 0

$Q_E = 1$ $Q_A = 0$

Les trois autres sorties varient et indiqueront en binaire pur complémenté laquelle des 8 entrées est à 0. L'état 0, qui est l'état actif des entrées, sur l'une des 8 entrées déterminera l'état en code binaire pur complémenté des 3 sorties. Il peut arriver qu'il y ait plusieurs entrées qui soient à 0. Dans ce cas, les sorties indiqueront toujours l'entrée 0 dont l'indice est le plus élevé. L'entrée qui a l'indice le plus élevé sera donc prioritaire. Il y a priorité pour I_7, puis I_6, I_5, etc...

$I_7 = 0$ d'où $G = 1$
et $\overline{Q_1} = 1$
$\overline{Q_2} = 1$
$\overline{Q_4} = 1$

$I_6 = 0$ et $I_7 = 1$
d'où $F = 1$
et $A = C = E = G = 0$
d'où $\overline{Q_1} = 0$
$\overline{Q_2} = 1$
$\overline{Q_4} = 1$

$I_5 = 0$
et $I_7 = I_6 = 1$
d'où $E = 1$
et $B = C = F = G = 0$
d'où $\overline{Q_1} = 1$
$\overline{Q_2} = 0$
$\overline{Q_4} = 1$

$I_4 = 0$
et $I_7 = I_6 = I_5 = 1$
d'où $D = 1$
et $A = B = C = E = F = G = 0$
d'où $\overline{Q_1} = 0$
$\overline{Q_2} = 0$
$\overline{Q_4} = 1$

$I_3 = 0$
et I_7 à $I_4 = 1$
d'où $C = 1$
et $D = E = F = G = 0$
d'où $\overline{Q_1} = 1$
$\overline{Q_2} = 1$
$\overline{Q_4} = 0$

$I_2 = 0$
et I_7 à $I_3 = 1$
d'où $B = 1$
et $A = C = D = E = F = G = 0$
d'où $\overline{Q_1} = 0$
$\overline{Q_2} = 1$
$\overline{Q_4} = 0$

$I_1 = 0$
et I_7 à $I_2 = 1$
d'où $A = 1$
et $B = C = D = E = F = G = 0$
d'où $\overline{Q_1} = 1$
$\overline{Q_2} = 0$
$\overline{Q_4} = 0$

$I_0 = 0$
et I_7 à $I_1 = 1$
d'où $A = B = C = D = E = F = G = 0$
d'où $\overline{Q_1} = 0$
$\overline{Q_2} = 0$
$\overline{Q_4} = 0$

Codeur décimal B.C.D. avec le C.I. 9318

On se réfèrera à la **figure 6.**

Nous utiliserons le C.I. vu au § précédent pour réaliser ce codeur. L'état 0, qui est l'état actif des entrées 0 et 9, sera présent sur une des 10 entrées et sur une seule. Dans le cas contraire nous n'aurions plus un chiffre décimal à l'entrée.

$D_1 = \overline{E_9} + \overline{Q_1}$
$D_2 = \overline{Q_2}$
$D_4 = \overline{Q_4}$
$D_8 = \overline{E_8} + \overline{E_9}$

Pour les 8 premiers chiffres décimaux, nous aurons $I_E = 0$ avec comme conséquence ce qui a été dit au § précédent littera B.

Pour le chiffre 8 nous aurons

$E_8 = 0$ d'où $I_E = 1$
et $\overline{Q_1} = \overline{Q_2} = \overline{Q_4} = 0$
par conséquent $D_1 = 0$
$D_2 = 0$
$D_4 = 0$
$D_8 = 1$

Pour le chiffre 9 nous aurons
$E_9 = 0$ d'où $I_E = 1$
et $\overline{Q_1} = \overline{Q_2} = \overline{Q_4} = 0$
par conséquent $D_1 = 1$
$D_2 = 0$
$D_4 = 0$
$D_8 = 1$

Multiplexeur simple à 8 entrées avec le C.I. 74.151

On se réfèrera à **la figure 7.**

L'entrée I_E ou entrée d'inhibition commande le C.I.. Cette entrée est commune aux 8 portes ET.

A) Si $I_E = 1$ $\overline{I_E} = 0$ et les sorties des 8 portes ET sont à 0, d'où $Q = 0$ et $\overline{Q} = 1$

B) Si $I_E = 0$, Q suivra l'une des entrées G_0 à G_7 suivant l'adresse présente en I_1, I_2 et I_4.

En effet, nous aurons l'équation logique suivante :

$Q = \overline{I_E} \cdot (G_0 \cdot \overline{I_1} \cdot \overline{I_2} \cdot \overline{I_4}$
$+ G_1 \cdot I_1 \cdot \overline{I_2} \cdot \overline{I_4}$
$+ G_2 \cdot \overline{I_1} \cdot I_2 \cdot \overline{I_4}$
$+ G_3 \cdot I_1 \cdot I_2 \cdot \overline{I_4}$
$+ G_4 \cdot \overline{I_1} \cdot \overline{I_2} \cdot I_4$
$+ G_5 \cdot I_1 \cdot \overline{I_2} \cdot I_4$
$+ G_6 \cdot \overline{I_1} \cdot I_2 \cdot I_4$
$+ G_7 \cdot I_1 \cdot I_2 \cdot I_4)$.

Puisque $\overline{I_E} = 1$, il reste les 8 portes dont 7 seront à 0

Nous disposons également d'une sortie complémentée en cas de besoin.

Ce multiplexeur est donc un interrupteur une galette à 8 positions dont la position est déterminée par l'état des 3 entrées de sélection.

Il peut s'utiliser comme un générateur de fonction universel pour engendrer n'importe quelle fonction logique de 4 variables.

LOGIQUE SÉQUENTIELLE LES BISTABLES

Logique séquentielle

Tout ce que nous avons vu jusqu'à présent relève de la logique combinatoire. Des états bien définis aux entrées déterminent sans équivoque la ou les sorties.

Nous allons aborder les bascules ou bistables dont la sortie dépend des entrées mais aussi de l'état précédent de la bascule. L'étude rigoureuse des logiques séquentielles nécessiterait l'étude des automates, ce que nous ne ferons pas ici.

Nous utiliserons toujours notre méthode basée sur l'algèbre de Boole, mais en tenant compte des états intermédiaires. Pour introduire cette variation temporelle, une sortie sera notée Q_o, Q_t ou Q_n et après application d'un signal à l'entrée, cette sortie sera Q_1, Q_{t+1} ou Q_{n+1}.

	I_1	I_2	I_4	
pour	0	0	0	nous aurons : $Q = G_0$
"	1	0	0	$Q = G_1$
"		●		
"		●		
"		●		
"	1	1	1	$Q = G_7$

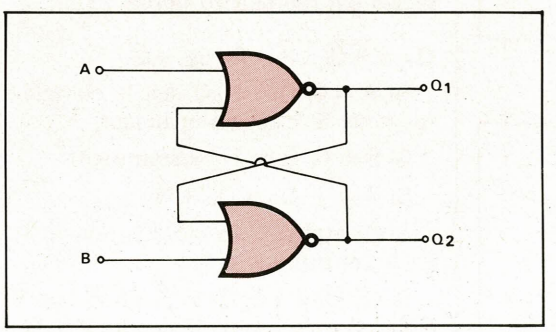


Fig. 9

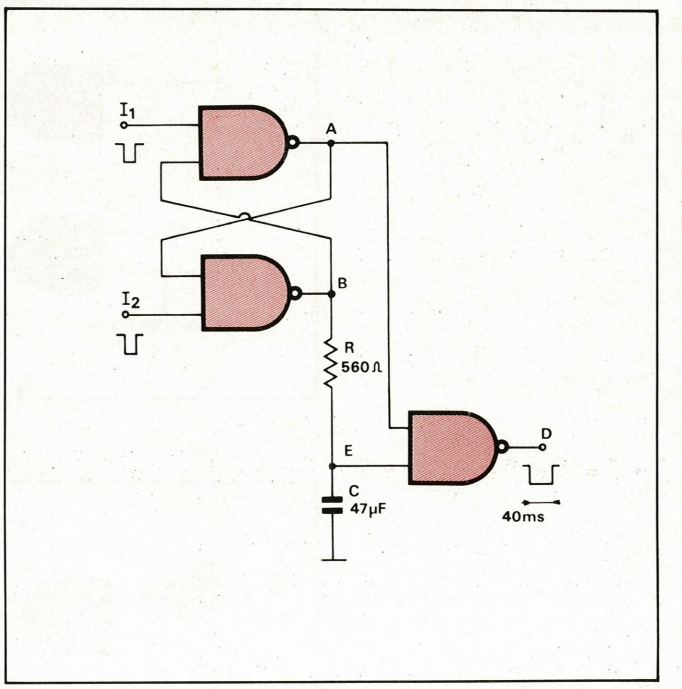


Fig. 10

Par opposition à la logique combinatoire qu'on appelle statique, on nomme la séquentielle dynamique. Si de plus, on ajoute un programme mis en mémoire, on obtient la logique séquentielle programmée.

Voyez quel dynamisme peut contenir un microprocesseur, ou un mini ordinateur : on pousse sur un bouton... et hop, l'instant d'après, des milliers d'opérations se sont succédées qui ont commandé des actions, qui ont donné des résultats... !!

Bistable avec portes ET NON

On peut en voir un exemple à la **figure 8.**

$Q_1 = \overline{\overline{A} \cdot Q_2} = \overline{\overline{A} + Q_2} = \overline{A} + B \cdot Q_1$ (1)

$Q_2 = \overline{B \cdot Q_1} = \overline{B} + \overline{Q_1} = \overline{B} + A \cdot Q_2$ (2)

Dans les relations ci-dessus, il y a un terme identique présent dans chaque membre de l'égalité. Si on modifie A ou, et, B les sorties peuvent changer. Q_1 sera donc fonction de A, de B et de l'état de Q_1 avant la modification de A ou, et, de B.

Nous réécrirons les deux relations précédentes comme suit :

$Q_{1n+1} = \overline{A} + B \cdot Q_{1n}$ (3)

$Q_{2n+1} = \overline{B} + A \cdot Q_{2n}$ (4)

Si A = B = 0, $Q_1 = 1$, $Q_2 = 1$

Les sorties ne sont pas complémentaires

Si A = B = 1, $Q_{1n+1} = Q_{1n}$, $Q_{2n+1} = Q_{2n}$

Les sorties restent dans l'état où elles étaient.

Faisons :

A = 0 et B = 1 . A agit, $Q_{1n+1} = 1$ et $Q_{2n+1} = 0$

Si A revient à 1

A = 1 et B = 1, pas de changement.

Si B vient à 0

A = 1 et B = 0. B agit, $Q_{2n+1} = 1$ et $Q_{1n+1} = 0$

Si B revient à 1

A = 1 et B = 1, pas de changement.

C'est le fait d'appliquer 0 à A ou à B qui amène respectivement Q_1 ou Q_2 à 1 et l'autre sortie est complémentée. Si, par la suite, A ou B revient à 1, les sorties ne changent pas.

Si on fait $A = \overline{B}$, les sorties ne sont jamais indéterminées et sont toujours complémentaires.

La sortie se souvient de l'élément qui a été à 0.

Bistable avec portes OU NON

On peut voir sa représentation à la **figure 9.**

$Q_1 = \overline{A + Q_2} = \overline{A} \cdot \overline{Q_2} = \overline{A}(B + Q_1)$

ou mieux

$Q_{1n+1} = \overline{A}(B + Q_{1n})$ (1)

$Q_{2n+1} = \overline{B}(A + Q_{2n})$ (2)

Si A = B = 1, $Q_1 = 0$, $Q_2 = 0$

Si A = B = 0, $Q_{1n+1} = Q_{1n}$

$Q_{2n+1} = Q_{2n}$

Les sorties restent dans l'état où elles étaient.

Faisons :

A = 1 et B = 0. A agit, $Q_{1n+1} = 0$ et $Q_{2n+1} = 1$.

A = 0 et B = 0, pas de changement.

A = 0 et B = 1. B agit, $Q_{2n+1} = 0$ et $Q_{1n+1} = 1$

A = 0 et B = 0, pas de changement.

C'est le fait d'appliquer 1 à A ou à B qui amène respectivement Q_1 ou Q_2 à 0 et l'autre sortie est son complément.

Si on fait $A = \overline{B}$ la sortie n'est jamais indéterminée.

La sortie se souvient de l'élément qui a été à 1.

Ces deux bistables ont donné naissance aux bistables type RS et type D. Ils servent de :

- mémoire simple
- commutateur à deux directions
- diviseur par 2 (dans le type D)

Monostable avec portes ET NON

Notre but n'est pas de parler des monostables, mais celui-ci étant construit avec trois portes ET NON, est intéressant comme application du bistable vu précédemment.

Le schéma de ce monostable est donné à la **figure 10.**

Ce monostable convient uniquement pour des temps petits.

Supposons A = 0 et B = 1, d'où E = 1, D = 1

On applique une impulsion 0 à I_1

A = 1, B = 0, E = 1, D = 0

puis après décharge du condensateur C, soit environ après 40 ms, E = 0, D = 1.

Quand on fera rebasculer le bistable en appliquant une impulsion 0 en I_2

A = 0, B = 1, E = 0, D = 1

puis C se chargera. E = 1, D = 1.

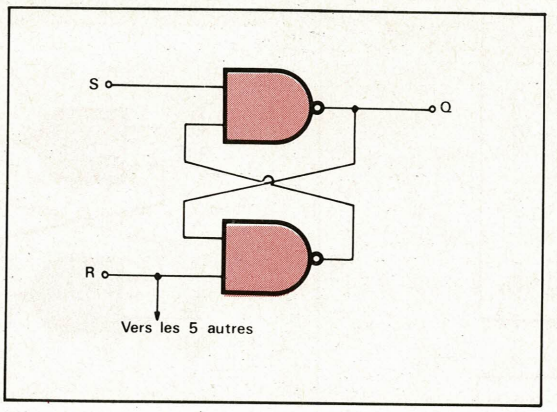


Fig. 11

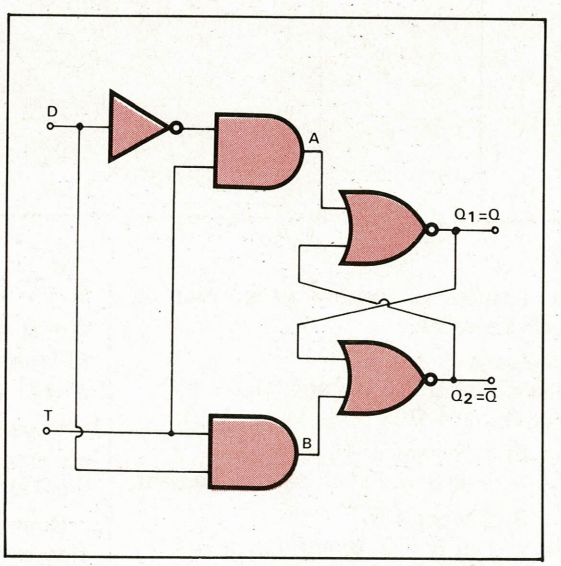


Fig. 12

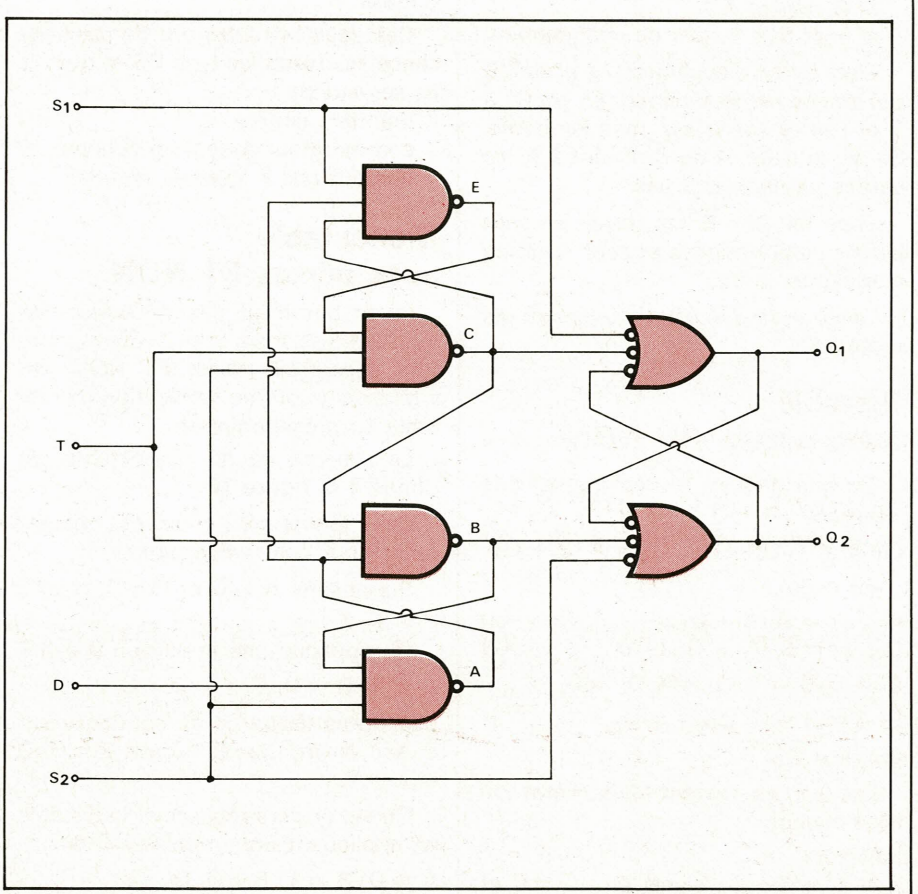


Fig. 13

La constante de temps RC ne peut être augmentée sensiblement : à notre avis R est une limite avec 560 ohms, C pourrait encore augmenter quelque peu.

Bistable RS à verrouillage (latch) avec le C.I. 74.118

Le C.I. 74.118 contient six bistables RS avec la commande R commune aux six bistables. L'un de ces bistables est représenté **figure 11**.

$Q_1 = \overline{\overline{R.Q_0} \cdot S} = R \cdot Q_0 + \overline{S}$

Si R = 0, Q = $\overline{S}$, Q suit le complément de S, c'est un inverseur.

Si S = 0, Q = 1 constamment

Si R = 1, $Q_1 = Q_0 + \overline{S}$

Si Q_0 était à 1, Q_1 = S Q_1 reste à 1, il y a verrouillage à 1.

Si Q_0 était à 0, $Q_1 = \overline{S} \rightarrow Q_1 = 0$ si S était à 1 puis, quand S viendra à 0, Q_1 viendra à 1 et y restera ; il peut y avoir un changement puis il y a verrouillage à 1.

Bistable D à verrouillage avec le C.I. 7475

Le C.I. 7475 contient quatre bistables. Chacun est élaboré avec des portes OU NON montées en bistable et commandées par une seule entrée D dont on emploie le complément (voir **fig. 12**).

Chaque bistable a une entrée et deux sorties complémentaires.

Le verrouillage T est commun à deux bistables.

Si T = 0 A = B 0 — Q_1 et Q_2 restent dans l'état précédent.

Si T = 1 A = $\overline{D}$ B = D donc A = $\overline{B}$ et Q_1 et Q_2 sont complémentaires.

A = B = 1 n'arrive jamais, donc on aura toujours $Q_1 = \overline{Q_2}$

$Q_{1n+1} = \overline{A}. (B + Q_{1n})$
$A = \overline{D} . T$
$\overline{A} = D + \overline{T}$
$B = D.T$
$Q_{1n+1} = (D + \overline{T}) (D.T + Q_{1n})$
$D.T + D.Q_{1n} + \overline{T}.Q_{1n}$

a) avec T = 1, Q = D, Q suit D, par suite $\overline{Q}$ suit $\overline{D}$

b) avec T = 0, Q = Q, Q reste dans l'état où il était, il y a verrouillage.

Bistable D déclenché par front avec le C.I. 7474

Le C.I. 7474 contient deux bistables. Chaque bistable a une entrée D, une entrée de verrouillage T, deux entrées de forçage S_1 et S_2 et deux sorties complémentaires Q_1 et Q_2 (voir **fig. 13**).

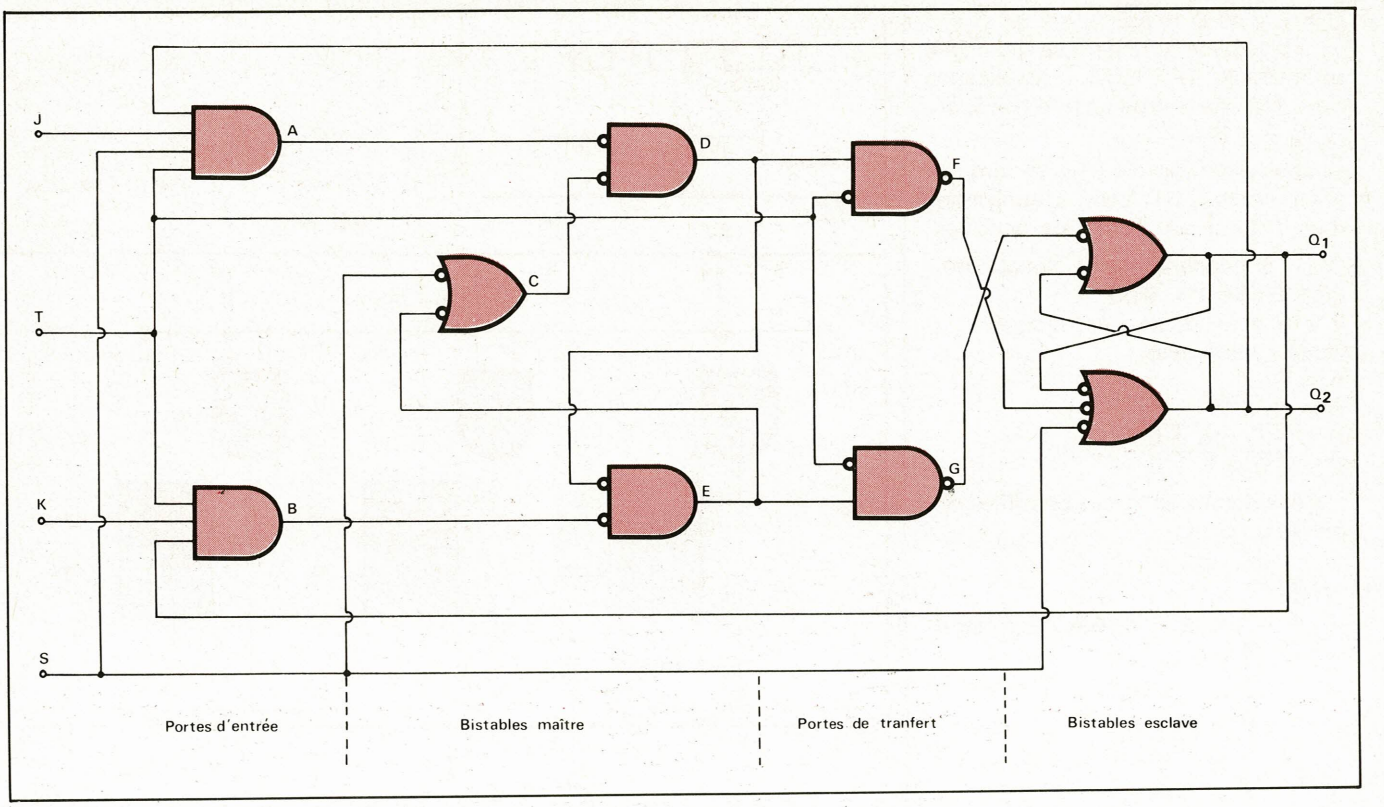


Fig. 14

$A = \overline{S_2.D.B}$ $B = \overline{T.A.C}$. $C = \overline{S_2.T.E}$
$E = \overline{S_1}\ .\ A\ .\ C$
$Q_1 = \overline{S_1} + \overline{C} + \overline{Q_2}$
$Q_2 = \overline{S_2} + \overline{B} + \overline{Q_1}$

a) **Forçage**

$S_1 = 0$ entraîne $Q_1 = 1$
$S_2 = 0$ entraîne $Q_2 = 1$
donc quand $S_1 = S_2 = 0$ $Q_1 = Q_2 = 1$
faisons $S_1 = 0$ et $S_2 = 1$, d'où
$Q_1 = 1$ $E = 1$ $Q_2 = \overline{B}$
$C = \overline{T}$ d'où $B = \overline{T.A.\overline{T}} = 1$ d'où $Q_2 + 0$
on a $Q_1 = \overline{Q_2}$
faisons $S_2 = 0$ et $S_1 = 1$, il vient
$Q_2 = 1$ $A = 1$ $C = 1$ $Q_1 = \overline{C} = 0$
on a $Q_1 = \overline{Q_2}$

b) **sorties complémentaires**

Faisons $S_1 = S_2 = 1$ l'ensemble travaille alors comme un bistable D avec verrouillage mais déclenche par front.

Nous aurons :
$A = \overline{D.B}$ $B = \overline{T.A.C}$ $C = \overline{T.E}$ $E = \overline{A.C}$
$Q_1 = \overline{C} + \overline{Q_2}$ $Q_2 = \overline{B} + \overline{Q_1}$
quand $C = 0$ $B = 1$
et $Q_1 = \overline{Q_2}$ $T = E = 1$
quand $B = 0$ cela ne peut arriver qu'avec
$\overline{T.A.C.} = 0$
$T.A.C. = 1$
$T = A = C = 1$ donc avec $T = 1$
et $Q_1 = \overline{Q_2}$

Dans tous les cas nous aurons $Q_1 = \overline{Q_2}$ (car on ne peut avoir $B = C = 0$ car $A = E = 1$ et $B = \overline{T.C}$ et $C = \overline{T}$)

c) **travail**

Toujours avec $S_1 = S_2 = 1$ faisons $T = 0$
$B = C = 1$
$Q_1 = \overline{Q_2}$
Q_1 et Q_2 restent dans l'état où ils étaient
de plus $A = \overline{D}$, $E = \overline{A} = D$
donc A suivra $\overline{D}$ et E suivra D
Supposons $D = 1$ donc $A = 0$ $E = 1$
et faisons passer T de 0 à 1
$B = 1$ et $C = 0$
d'où $Q_1 = 1$ et $Q_2 = 0$ Q_1 suit D
si D revient à 0 $A = \overline{D}$ mais E reste à 1 et rien ne change.

Supposons $D = 0$ donc $A = 1$ $E = 0$
et faisons passer T de 0 à 1
$B = 0$ et $C = 1$
d'où $Q_2 = 1$ et $Q_1 = 0$ Q_1 suit D
si D vient à 1 A reste à 1 et E reste à 0 et rien ne change.

Donc Q_1 ne prend l'état de D qu'à la transition de T de 0 à 1, ensuite T peut rester à 1 ou revenir à 0, il y a verrouillage et rien ne change. Tout veci, bien sûr, avec $S_1 = S_2 = 1$

Bistable JK maître esclave avec le C.I. 7473

Ce C.I. contient deux bistables JK maître-esclave identiques (voir **fig. 14**).

$A = Q_2.J.S.T$
$B = Q_1.K.T$
$\overline{C} = \overline{S} + \overline{E}$
$D = \overline{A.C}$
$\overline{E} = \overline{D.B}$
$\overline{F} = D.\overline{T}$
$\overline{G} = E.\overline{T}$
$Q_1 = \overline{G} + \overline{Q_2}$
$Q_2 = \overline{F} + \overline{Q_1} + \overline{S}$

A) – Montrons d'abord que les deux bistables n'auront jamais de sorties indéterminées. Nous aurons toujours $D = \overline{E}$ pour le maître et $Q_1 = \overline{Q_2}$ pour l'esclave.

Pour l'esclave une porte du type $S = \overline{A} + \overline{B}$ (NAND) équivaut à une porte du type $S = \overline{A.B}$. Nous venons de voir que pour le seul cas où $F = G = 0$ les sorties ne sont pas complémentaires (paragraphe du bistable ET NON).

Or, pour $T = 1$, nous aurons $F = G = 1$ pour $T = 0$ nous aurons $\overline{F} = D$ et $\overline{G} = E$. Donc, si on prouve que $D = \overline{E}$, on aura $F = \overline{G}$.

Pour le maître, une porte du type $S = \overline{A.B}$ (ou NON) équivaut à une porte du type $S = \overline{A + B}$. Nous avons vu que pour le seul cas où $A = B = 1$ les sorties ne sont pas complémentaires (paragraphe du bistable OU NON).

Nous pouvons avoir $A = B = 0$, il suffit de faire $T = 0$, mais si on fait $J = K = S = T = 1$, on aura $A = Q_2$ et $\overline{B} = Q_1$. Donc $Q_1 = \overline{Q_2}$ entraînera $A = \overline{B}$. Nous verrons directement à l'alinéa suivant que le signal de RAZ (remise à zéro) appliqué à S remet Q_1 à 0 et Q_2 à 1.

B) – L'entrée de forçage S agit au niveau 0.
$S = 0$ entraîne $Q_2 = \overline{F} + \overline{Q_1} + 1 = 1$
$A = 0$
$C = 0$
d'où $D = 1$ et $E = 0$ d'où $\overline{G} = 0$
$Q_1 = 0$
$S = 1$ permet au circuit de fonctionner
$A = Q_2.J.T$

$C = E$ d'où $D = \overline{A.E}$
et le bistable maître peut se ramener à un bistable OU NON. L'application d'un 1 à une entrée le fera basculer.
$Q_2 = \overline{F} + \overline{Q_1}$
et le bistable esclave peut se ramener à un bistable ET NON. L'application d'un 0 à une entrée le fera basculer.

C) – Supposons que le signal d'horloge T aille à 1, d'où
$F = G = 1$ l'esclave est bloqué
Nous aurons aussi :
$A = Q_2.J$
$B = Q_1.K$
$D = \overline{A.E} = \overline{A + E}$
$E = \overline{D.B} = \overline{B + D}$

Considérons les 4 cas possibles des entrées J et K.

J K

0 0 A = B = 0, pas de changement

Si $Q_{1t} = 0$, $D_{t+1} = 1$, $E_{t+1} = 0$

Si $Q_{1t} = 1$, $D_{t+1} = 0$, $E_{t+1} = 1$

0 1 A = 0, $B = Q_{1t}$

Si $Q_{1t} = 0$, pas de changement

$D_{t+1} = 1$, $E_{t+1} = 0$

Si $Q_{1t} = 1$, B amène E à 0 et nous aurons
$D_{t+1} = 1$, $E_{t+1} = 0$

1 0 $A = Q_{2t}$, B = 0

Si $Q_{1t} = 0$, $Q_{2t} = 1$ et A amène D à 0 et nous aurons
$D_{t+1} = 0$, $E_{t+1} = 1$

Si $Q_{1t} = 1$, $Q_{2t} = 0$, pas de changement
$D_{t+1} = 0$, $E_{t+1} = 1$

1 1 $A = Q_{2t}$, $B = Q_{1t}$

Si $Q_{1t} = 0$, A amène D à 0, d'où
$D_{t+1} = 0$, $E_{t+1} = 1$

Si $Q_{1t} = 1$, B amène E à 0, d'où $D_{t+1} = 1$, $E_{t+1} = 0$

D) – Supposons que T aille à 0, d'où $A = B = 0$, le maître est bloqué
Nous aurons aussi
$\overline{F} = D$
$\overline{G} = E$
$Q_1 = \overline{G} + \overline{Q_2} = \overline{G.Q_2}$
$Q_2 = \overline{F} + \overline{Q_1} = \overline{F.Q_1}$

Reprenons les états possibles du maître

J K

0 0 Si $Q_{1t} = 0$, $F_{t+1} = 0$, $G_{t+1} = 1$, F amène Q_2 à 1, donc
$Q_{1t+1} = 0$, $Q_{2t+1} = 1$

Si $Q_{1t} = 1$, $F_{t+1} = 1$, $G_{t+1} = 0$, G amène Q_1 à 1, donc
$Q_{1t+1} = 1$, $Q_{2t+1} = 0$

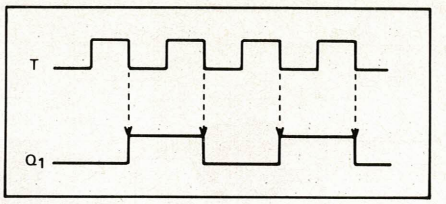


Fig. 15

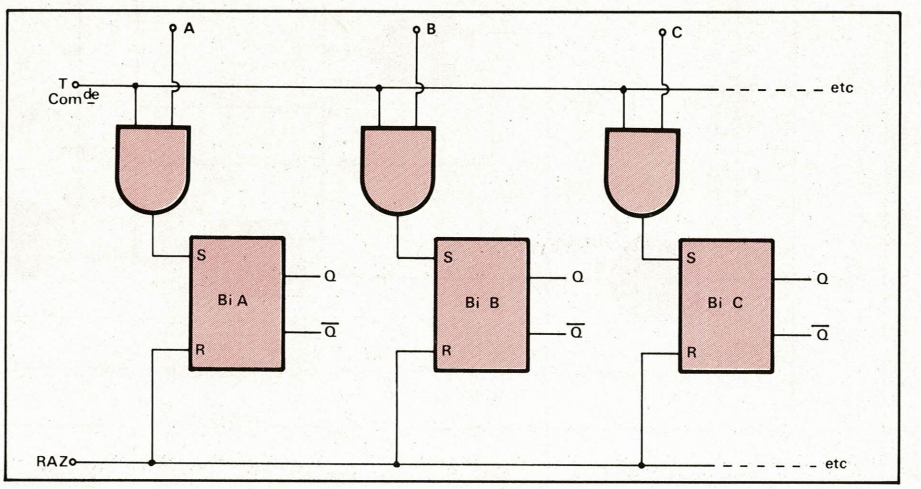


Fig. 16

0 1 Si $Q_{1t} = 0$, $F_{t+1} = 0$, $G_{t+1} = 1$, F amène Q_2 à 1, donc
$Q_{1t+1} = 0$, $Q_{2t+1} = 1$

Si $Q_{1t} = 1$, $F_{t+1} = 0$, $G_{t+1} = 1$, F amène Q_2 à 1, donc
$Q_{1t+1} = 0$, $Q_{2t+1} = 1$

1 0 Si $Q_{1t} = 0$, $F_{t+1} = 1$, $G_{t+1} = 0$, G amène Q_1 à 1, donc
$Q_{1t+1} = 1$, $Q_{2t+1} = 0$
Si $Q_{1t} = 1$, $F_{t+1} = 1$, $G_{t+1} = 0$, G amène Q_1 à 1, donc $Q_{1t+1} = 1$, $Q_{2t+1} = 0$

1 1 Si $Q_{1t} = 0$, $F_{t+1} = 1$, $G_{t+1} = 0$, G amène Q_1 à 1, donc
$Q_{1t+1} = 1$ $Q_{2t+1} = 0$

Si $Q_{1t} = 1$, $F_{t+1} = 0$, $G_{t+1} = 1$, F amène Q_2 à 1, donc
$Q_{1t+1} = 0$ $Q_{2t+1} = 1$

Résumé du fonctionnement du bistable JK maître esclave 7473

Quand T est à 1, l'information selon J et K entre dans le maître, l'esclave est bloqué.

Quand T est à 0, l'information du maître entre dans l'esclave et apparaît à la sortie, le maître est bloqué.

Quand S = 0, nous aurons $Q_1 = 0$ et $Q_2 = 1$

Quand S = 1, nous aurons :

J K

0 0 $Q_{n+1} = Q_n$, pas de changement

0 1 $Q_{n+1} = 0$, Q_1 revient toujours à 0

1 0 $Q_{n+1} = 1$, Q_1 revient toujours à 1

1 1 $Q_{n+1} = \overline{Q_n}$, il y a toujours inversion

Ces 4 fonctions se réalisent pour une impulsion appliquée à T.

Prenons un petit exemple. Faisons S = J = K = 1 et appliquons quatre impulsions à T : nous aurons deux impulsions à la sortie Q_1 (voir **fig. 15**).

Donc pour J = K = S = 1, nous aurons réalisé un diviseur par 2.

Logique séquentielle Les registres

On appelle registre un ensemble d'éléments mémoire pouvant recevoir des informations binaires et les stocker. Comme vu précédemment, un bistable RS peut servir d'élément mémoire. A fortiori, les bistables plus évolués, comme les JK, peuvent également servir d'élément mémoire.

Les registres sont caractérisés par le nombre d'éléments mémoire et par la méthode d'introduction de l'information.

Les registres transmission parallèle

Avec le signal de commande T à 0, on fait une RAZ, ce qui amène toutes les sorties Q ou $\overline{Q}$ à 0 (voir **fig. 16**).

Avec le signal de commande à 1 (T = 1), les informations présentes en A, B, C, etc. sont transmises aux sorties des bistables.

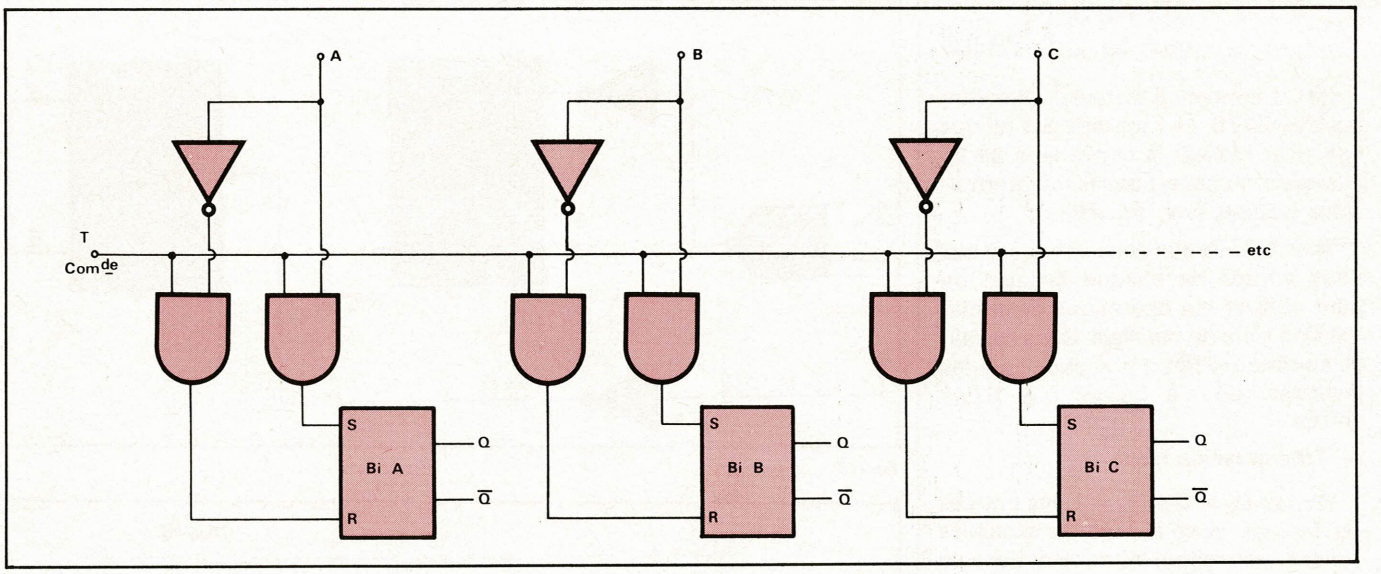


Fig. 17

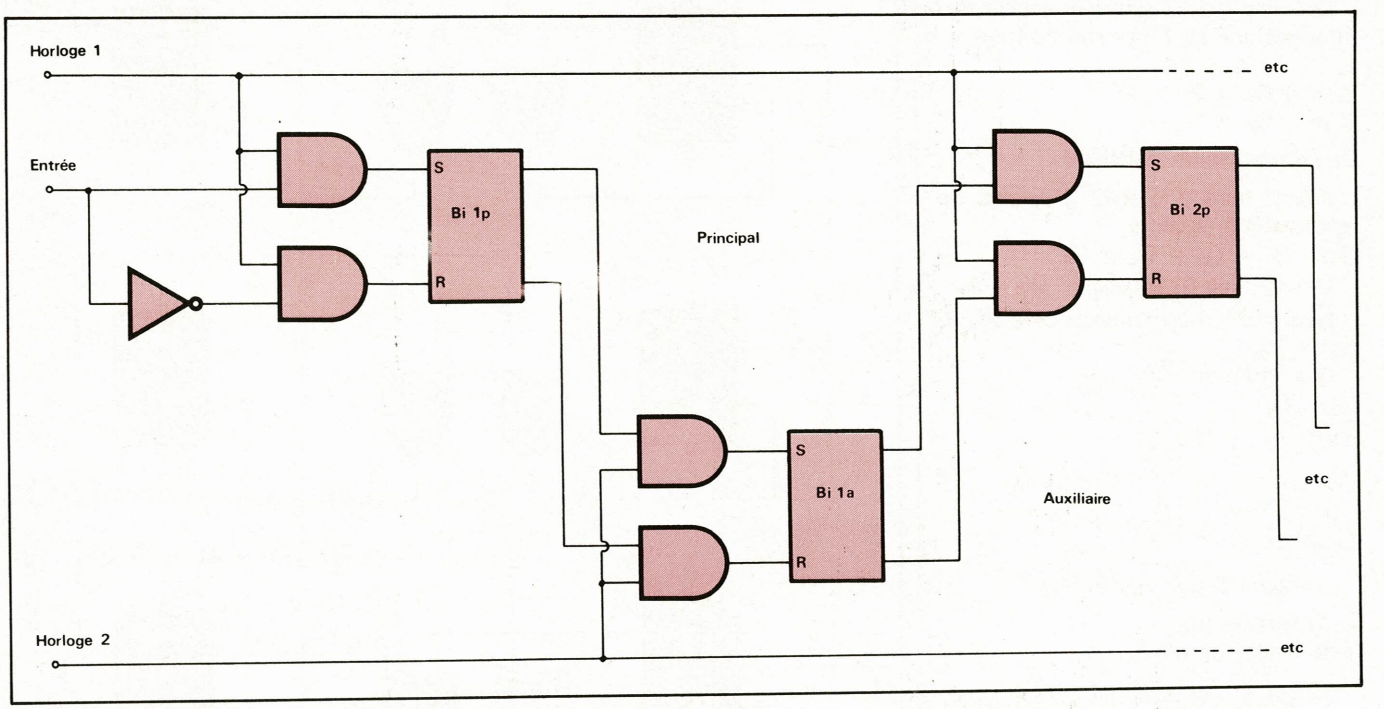


Fig. 18

On peut éviter d'effectuer une RAZ préalable avec le montage suivant :

Pour les informations d'entrée qui sont à 1, la commande T provoquera la mise de S à 1 et de R à 0 ce qui amènera une sortie à 1. Pour les informations d'entrée qui sont à 0, T provoquera la mise de S à 0 et de R à 1 ce qui amènera la sortie choisie à 0 (voir **fig. 17**).

En transmission parallèle, il y a autant de liaisons qu'il y a de bits à mettre en mémoire.

Les registres transmission série

Les registres seront appelés registres à glissement ou à décalage lorsque les informations y entrent séquentiellement. L'information se présente à l'entrée du premier bistable et y entre quand le signal de commande (d'horloge) est appliqué. A chaque signal d'horloge l'information progresse dans le registre en passant du 1er au 2e bistable, ensuite du 2e au 3e, etc.

Pour la réalisation avec des bistables RS il nous faudra deux séries de bistables qui constitueront le registre principal et le registre auxiliaire. Nous devrons également disposer de deux signaux d'horloge déphasés. Le signal d'horloge 1 transfert l'information dans le registre principal et le signal d'horloge 2 dans l'auxiliaire (voir **fig. 18**).

La commande d'horloge 2 peut être le complément du signal d'horloge 1. Au lieu d'employer deux bistables RS on peut utiliser 1 bistable JK maître esclave avec une seule commande d'horloge.

Registre à glissement de 8 bits avec le C.I. 7491

Ce C.I. se compose de huit bistables JK maître esclave 74 107 (voir **fig. 19**). Si on emploie G_1 comme entrée, on mettra G_2 à 1.

Quand le signal de commande T est à 0, l'information entre dans chaque bistable venant du précédent. Donc pour le 1er bistable

si $G_1 = 1$, $J = 1$, $K = 0$
si $G_1 = 0$, $J = 0$, $K = 1$

Quand T vient à 1, l'information passe du maître dans l'esclave. Par conséquent :

t_n	t_{n+8}
$G_1 = 0$	$Q = 0$
$G_1 = 1$	$Q = 1$ pour $G_2 = 1$

Registre à glissement de 5 bits avec le C.I. 7496

Ce C.I. contient 5 bistables JK maître esclave 7476. Le montage est tel que l'on peut réaliser la conversion parallèle-série ou série-parallèle d'informations binaires (voir **fig. 20**).

Si on accède aux deux entrées et aux deux sorties de chaque bistable on peut réaliser les opérations de transmission série ou parallèle. Dans ce cas-ci, comme on fait $J = \overline{K}$ pour tous les bistables, on n'a besoin que d'une entrée.

A. Transmission série

On fait $D_E = 0$ et $R = 1$, les entrées de forçage sont à 1 et les bistables fonctionnent selon les informations en JK.

On emploie S_I comme entrée des informations et T comme horloge.

t_n t_{n+5}

$S_I = 0$ $Q_4 = 0$

$S_I = 1$ $Q_4 = 1$

B. Transmission parallèle

Il faut faire une RAZ préalable en mettant R à 0, alors

$Q_0 = Q_1 = Q_2 = Q_3 = Q_4 = 0$

Les entrées se feront en D_0 à D_4.

Le signal de commande sera appliqué à D_E.

Quand $D_E = 1$, il vient :

$Q_0 = D_0$

$Q_1 = D_1$

,

,

,

$Q_4 = D_4$

Le signal T doit rester à 0.

C. Transmission série-sortie parallèle

On peut effectuer la transmission série pendant cinq impulsions de commande en T. Ensuite on peut sortir les informations en parallèle : le 1er bit sortira en Q_4, le 2e en Q_3, etc.

D. Transmission parallèle-sortie série

On peut entrer les informations en parallèle puis les faire sortir en série.

Le 1er bit qui sortira sera D_4, le 2e D_3, etc.

Transfert entre registres

Les registres seront formés des bistables D déclenchés par fronts dont sont constitués les C.I. 7474.

Le transfert se fera à l'aide de portes OU exclusifs avec des C.I. 7486 par exemple.

Nous aurons besoin de deux signaux d'horloge déphasés.

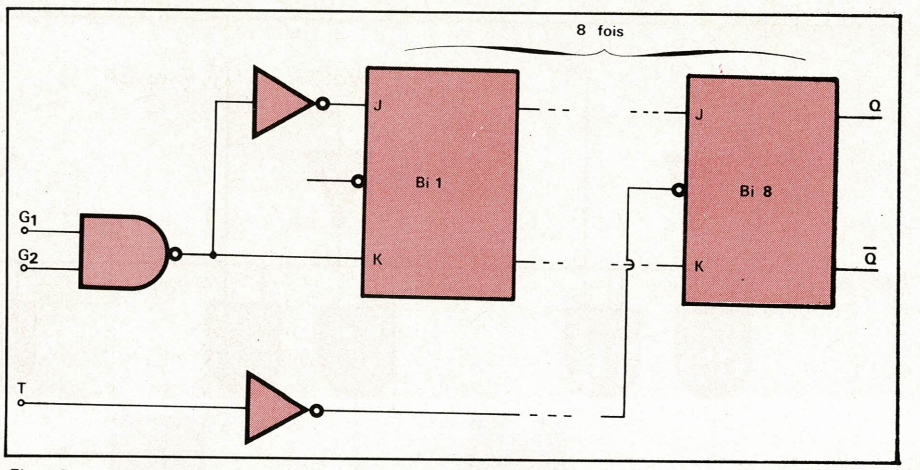


Fig. 19

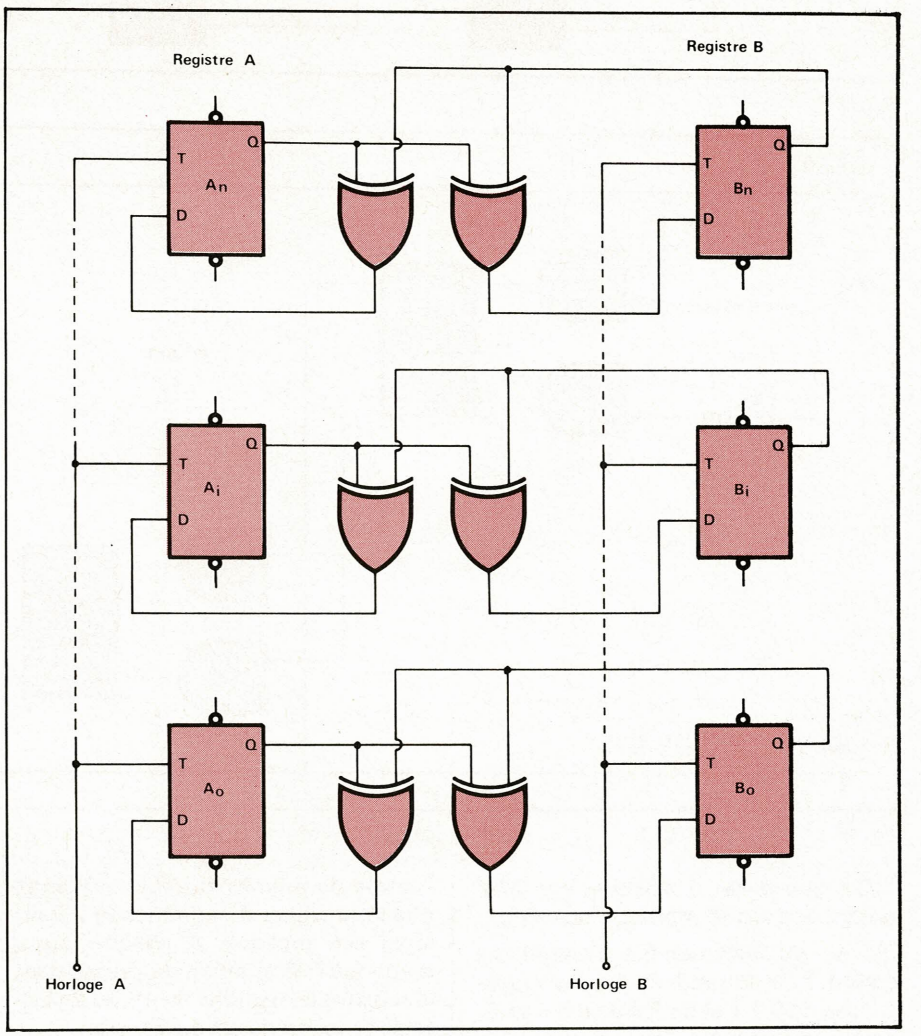


Fig. 21

Soit à transférer les informations du registre A dans le registre B et celles du B dans le A. Les deux registres contiennent chacun n+1 bits (voir **fig. 21**).

Voyons le fonctionnement d'un élément quelconque : A_i vers B_i et B_i vers A_i

	registre A	registre B
au départ	A_i	B_i
impulsion d'horloge A	$A_i + B_i$	B_i
B	$A_i + B_i$	$(A_i + B_i) + B_i = A_i$
A	$(A_i + B_i) + A_i = B_i$	A_i

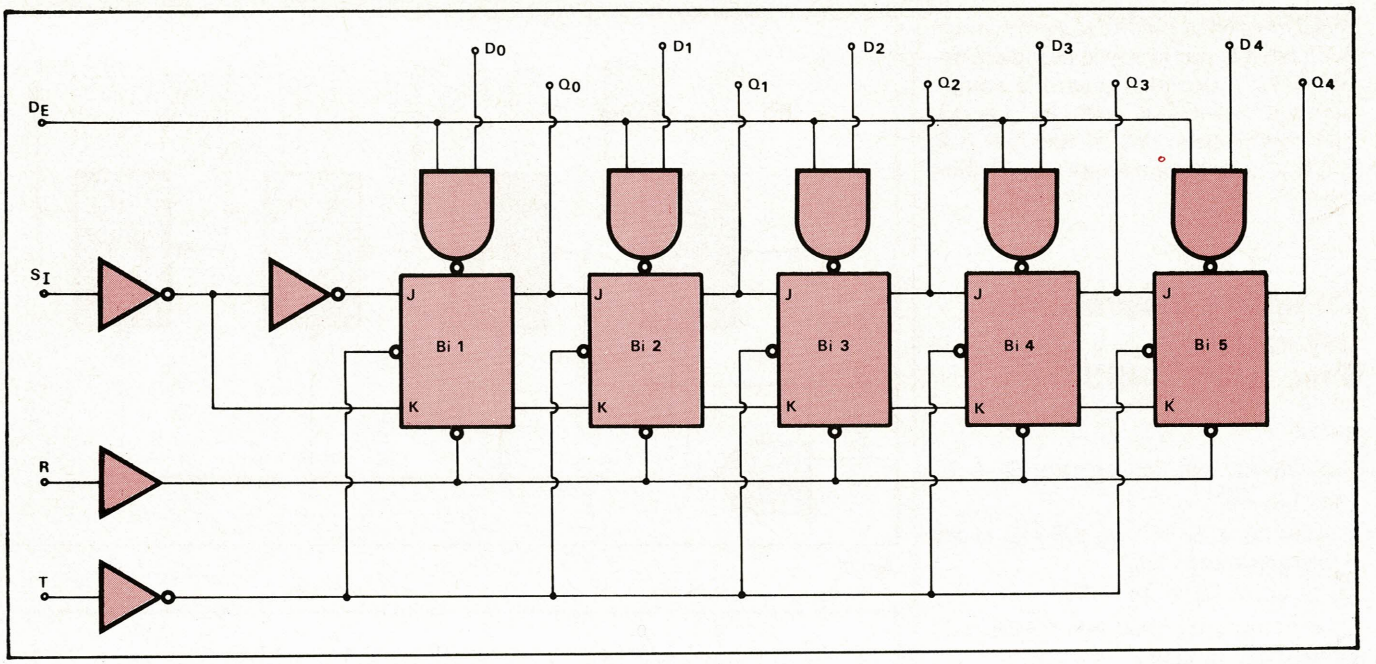


Fig. 20

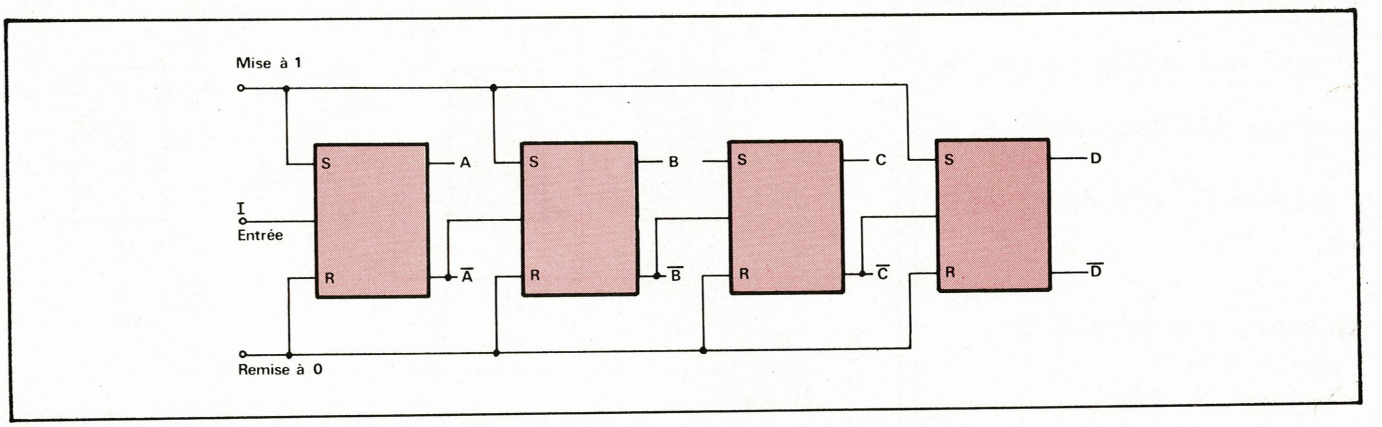


Fig. 22

LOGIQUE SEQUENTIELLE LES COMPTEURS

Les compteurs

Les compteurs peuvent se diviser en deux types : ceux à étages en cascade ou série ou asynchrone et les synchrones ou parallèles.

Le compteur série est élaboré avec plusieurs étages binaires et chacun de ceux-ci est déclenché par l'étage précédent. Son avantage est qu'il ne nécessite aucune porte supplémentaire, sauf quand une fonction spéciale est demandée. Les caractéristiques imposées aux impulsions d'horloge sont minimes. Son désavantage est que le retard de propagation augmente du haut en bas du compteur. Ceci peut provoquer des erreurs de décodage et limiter le taux de comptage maximum.

On a développé les compteurs synchrones pour éliminer ces défauts. La propagation ne se fait plus en série. Tous les étages changent en même temps au reçu de l'impulsion d'horloge.

Les compteurs binaires

Les compteurs binaires sont des diviseurs par 2 (voir **fig. 22**).

nombre de coups I	bistable A	bistable B	bistable C	bistable D
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	1	0	0
4	0	0	1	0
5	1	0	1	0
6	0	1	1	0
7	1	1	1	0
8	0	0	0	1
9	1	0	0	1
10	0	1	0	1

Une impulsion positive à l'entrée met A à 1 et $\overline{A}$ à 0, bien sûr avec une RAZ préalable.

Une deuxième impulsion à l'entrée met A à 0 et $\overline{A}$ à 1, $\overline{A}$ à 1 mettra B à 1 et B à 0, etc.

Nous voyons qu'il faut commander le bistable B par la sortie complémentée $\overline{A}$. Pour décoder, quand le comptage est terminé, il suffit de prendre une combinaison des sorties A $\overline{A}$ B $\overline{B}$ C $\overline{C}$ D $\overline{D}$ pour avoir n'importe quel chiffre.

Compteur binaire 4 bits asynchrone avec le C.I. 7493

Pour diviser par 16, on relie Q_1 à T_2 (voir **fig. 23**).

Avec $S_2 = S_4 = 1$ on a $S = 0$ et les 4 bistables sont RAZ
$Q_1 = Q_3 = Q_5 = Q_7 = 0$

Le nombre d'impulsions qui se présentent en T_1 sera :

– divisé par 2 en prenant la sortie en Q_1

– divisé par 4 en prenant la sortie en Q_3

– divisé par 8 en prenant la sortie en Q_5

– divisé par 16 en prenant la sortie en Q_7

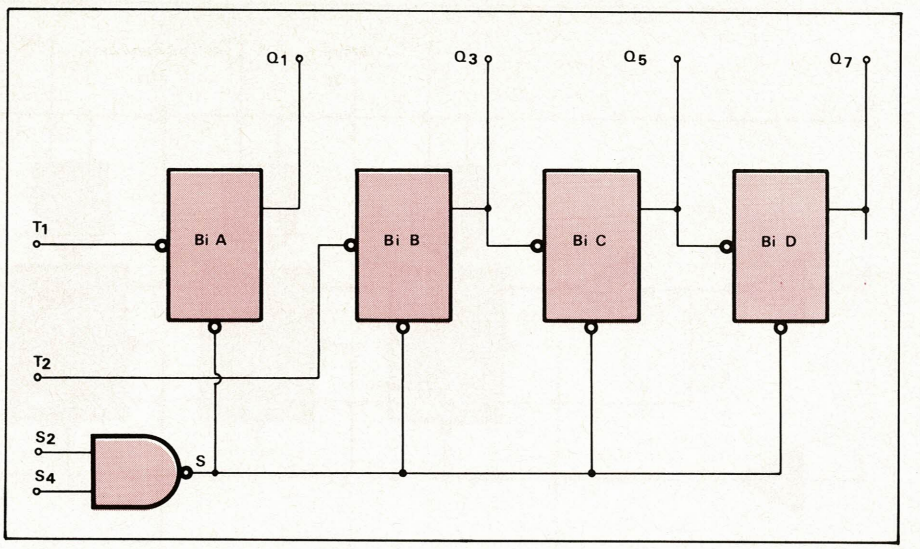


Fig. 23

Compteur binaire 4 bits asynchrone avec le C.I. 7492

Ce C.I. contient 4 bistables maître esclave dont les connexions internes fournissent un diviseur par deux et un diviseur par 6 (voir **fig. 24**).

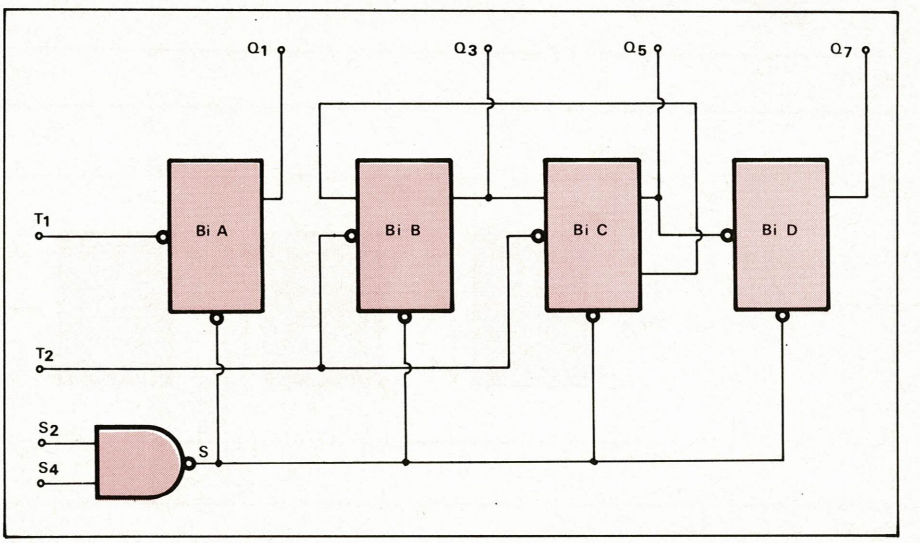


Fig. 24

Avec $S_2 = S_4 = 1$, $S = 0$ et les 4 bistables sont RAZ.

Le nombre d'impulsions qui se présentent en T_2 sera :

– divisé par 3 en prenant la sortie Q_5
– divisé par 6 en prenant la sortie Q_7

Pour diviser par 12 relier Q_1 à T_2. Dans ce cas le nombre d'impulsions qui se présentent en T_1 sera :

– divisé par 2 en prenant la sortie Q_1
– divisé par 6 en prenant la sortie Q_5
– divisé par 12 en prenant la sortie Q_7

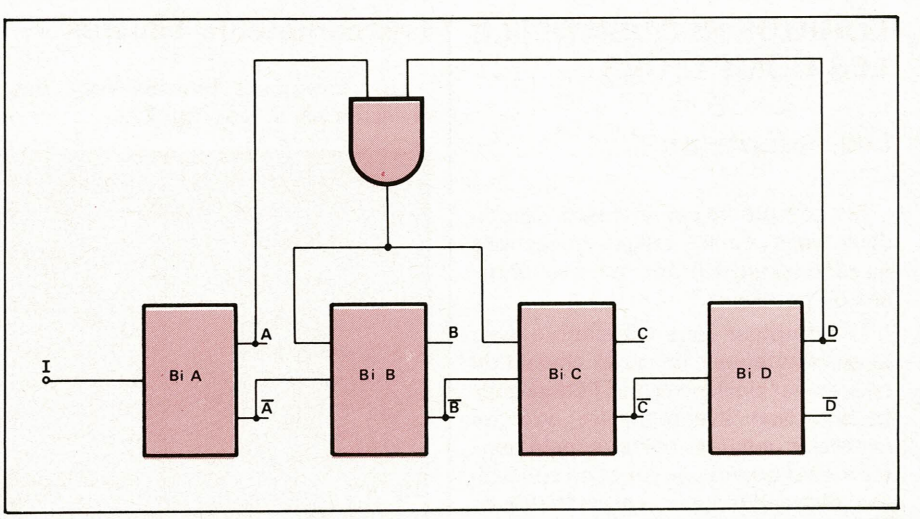


Fig. 25

Compteur décimal Diviseur par 10

On réalise un compteur décimal ou diviseur par 10, en prenant 4 bistables. Puisque 4 bistables divisent par 16 on éliminera 6 états intermédiaires de façon qu'à la 10e impulsion d'horloge, les sorties reviennent à la configuration 0000.

Il y a donc beaucoup de solutions possibles. Si en plus de la division par 10, on veut obtenir un compteur dont les 4 sorties soient codées en B.C.D., il nous faudra choisir parmi les solutions possibles une qui soit compatible avec cette condition.

Un compteur décimal s'appelle également une décade.

Voici une solution, proposée à la **figure 25**.

Il faut faire passer le code 9 au code 15 au reçu de la 9e impulsion. A la 10e on aura le code 16 soit 0000.

A 9 nous avons A = D = 1 et B = C = 0 et c'est la première fois que A et D sont à 1 ensemble. Pour avoir 15 il faut A = B = C = D = 1 donc il suffira

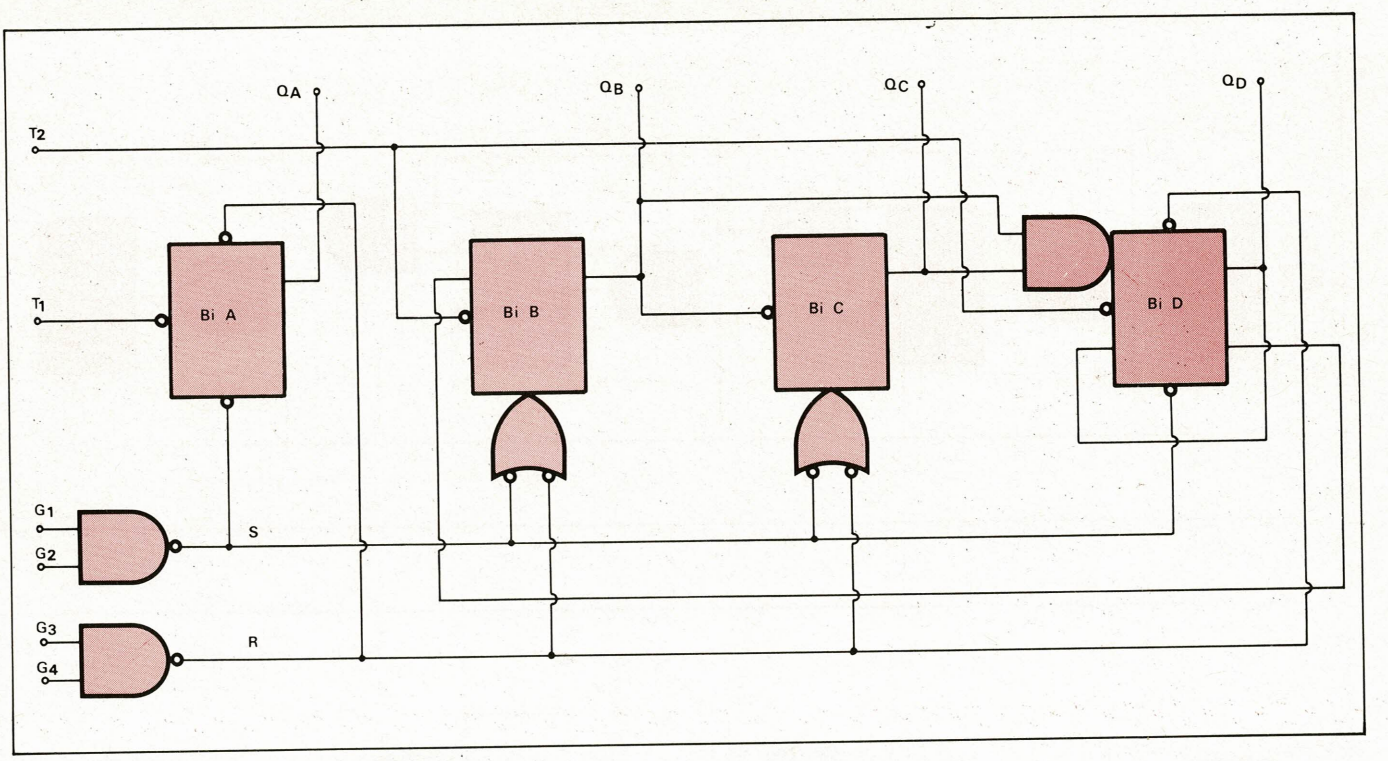


Fig. 26

de mettre B et C à 1 en agissant sur la commande de mise à 1 par une porte ET commandée par A et D.

Pour décoder il faut tenir compte de cette particularité. le 9 sera décodé 1111 car le passage par 1001 est éphémère.

Compteur décade B.C.D. avec le C.I. 7490

Ce C.I. contient 4 bistables maître esclave dont la configuration interne fournit un diviseur par 2 et un diviseur par 5. A noter que les entrées J et K non raccordées sont à 1 **(voir fig. 26)**.

D'ailleurs toute entrée de circuit logique T.T.L. non raccordée est automatiquement à 1. Il vaut mieux cependant, pour des questions de rapidité et d'immunité au bruit, raccorder ces entrées inutilisées à + V_{cc} à travers une résistance de 1 à 5 K.

Examinons le diviseur par 5 ; les impulsions d'horloge sont appliquées à T_2.

Pour l'utilisation en compteur décade B.C.D. on relie Q_A à T_2.

L'entrée est T_1.

Nous aurons alors :

nombre de coups en T_1	Q_A	Q_B	Q_C	Q_D
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	0	1	0	1
3	1	1	0	0
4	0	0	1	0
5	1	0	1	0
6	0	1	1	0
7	1	1	1	0
8	0	0	0	1
9	1	0	0	1
10	0	0	0	0

Pour l'utilisation en diviseur par 10, pour un synthétiseur de fréquence ou pour d'autres applications, on relie Q_D à T_1. L'entrée est T_2 et la sortie est Q_A.

		Q_B	Q_C	Q_D	
0	impulsion	0	0	0	pour le bi. B J = 1, K = 1 pour le bi. D J = 0, K = 0
1	impulsion	1	0	0	
2	impulsions	0	1	0	
3	"	1	1	0	pour le bi. D J = 1, K = 0
4	"	0	0	1	pour le bi. B J = 0, K = 1 pour le bi. D J = 0, K = 1
5	"	0	0	0	on revient au point de départ

Q_A passera à 1 après 5 impulsions puis repassera à 0 après 5 nouvelles impulsions. La sortie Q_A est donc symétrique.

Si $G_1 = G_2 = 1$, S = 0, les 4 bistables sont remis à 0.

Si $G_3 = G_4 = 1$, R = 0, les bistables A et D sont remis à 1 et les B et C sont remis à 0 : donc le compteur est remis à 9.

Comptage parallèle

En comptage série les basculements s'effectuent en série, d'où un temps de propagation long s'il y a beaucoup de bascules.

Dans le comptage parallèle, l'entrée attaque tous les bistables à la fois. Cette entrée provoquera le basculement de l'étage concerné si elle est validée. Cette validation se réalise au moyen des conditions établies après le basculement précédent et à l'aide de portes.

Comptage parallèle binaire pur

On se réfèrera à la **figure 27**.

Le bistable B sera déclenché quand A = I = 1 donc toutes les 2 impulsions.

Le bistable C sera déclenché quand A = B = I = 1 donc toutes les 4 impulsions d'entrée.

Le bistable D sera déclenché quand A = B = C = I = 1 donc toutes les 8 impulsions, etc.

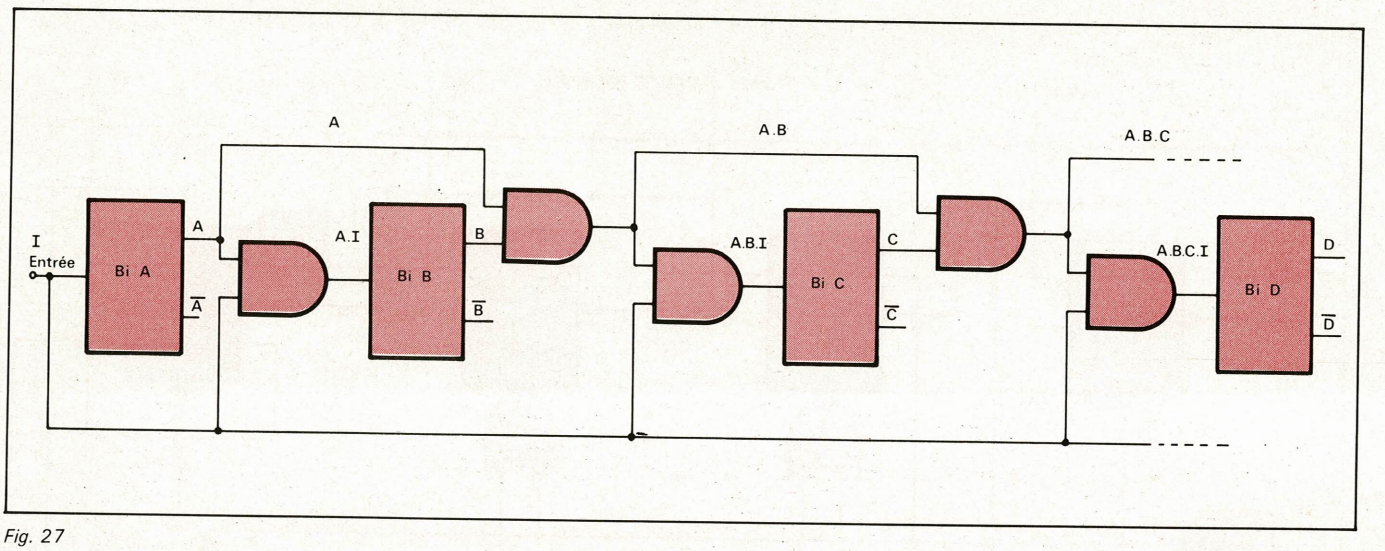


Fig. 27

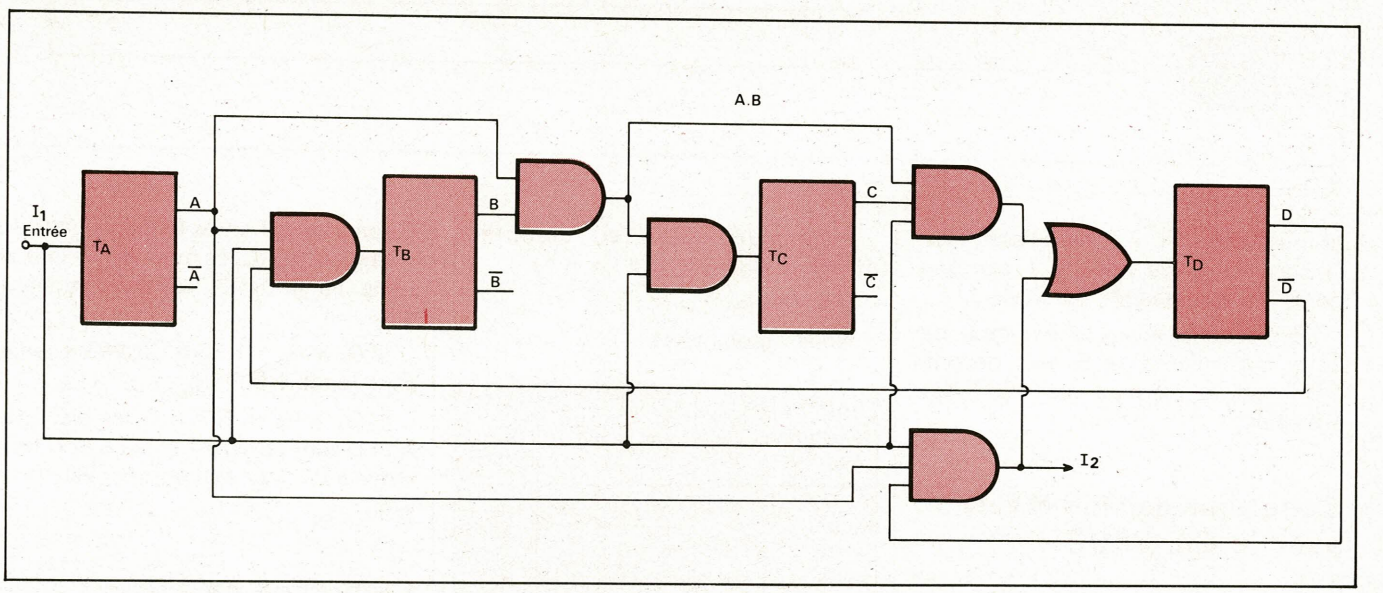


Fig. 28

Comptage parallèle décimal

On peut utiliser le schéma précédent avec certaines modifications nécessitées par les conditions suivantes **(voir fig. 28)** :

Quand on passe de 9 à 10 coups il faut :

a - générer un signal pour commander la décade suivante
b - remettre D à O
c - empêcher B d'aller à 1

a – $I_2 = A.D.I_1$ — I_2 commande la décade suivante

b – pour remettre D à O au 10e coup en plus de ce qu'il fallait au & précédent, il faut I_2, donc

$T_D = I_2 + A.B.C.I_1$
$= A.D.I_1 + A.B.C.I_1$

c – pour empêcher le basculement de B, on fait

$T_D = I_1 .A.D$
donc B sera bloqué quand D = 1

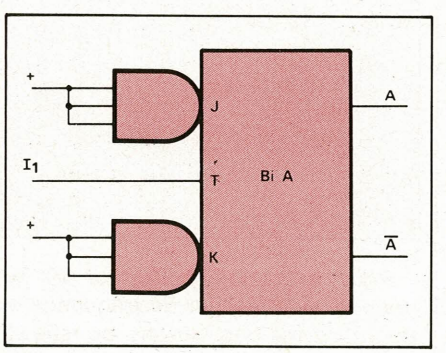


Fig. 29

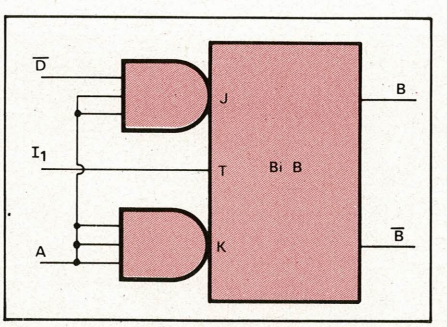


Fig. 30

Comptage parallèle décimal (suite)

On peut rendre la réalisation précédente plus simple en supprimant des portes. Pour cela nous prendrons des bistables JK maître esclave dont les entrées J et K sont multiples.

$J = J_1.J_2.J_3$ et $K = K_1.K_2.K_3$,
pour rappel
J = K = 1 (fonctionne en diviseur par 2)
J = O K = 1 (fonctionne puis se bloque quand Q = O)
J = 1 K = O (fonctionne puis se bloque quand Q = 1)
J = K = O (blocage)

1er étage : figure 29

J = K = 1

Le bistable A fonctionne en diviseur par 2.

2e étage : figure 30

J = K = 1 quand $A = \overline{D} = 1$

cela arrive aux 2e, 4e, 6e et 8e coup (voir & 47)
B bascule
J = K = O quand A = O
cela arrive aux 1er, 3e, 5e, 7e et 9e coup
B ne bouge pas
J = O K = 1 au 10e coup
B ne bouge pas puisque $\overline{B}$ = 1

3e étage : figure 31

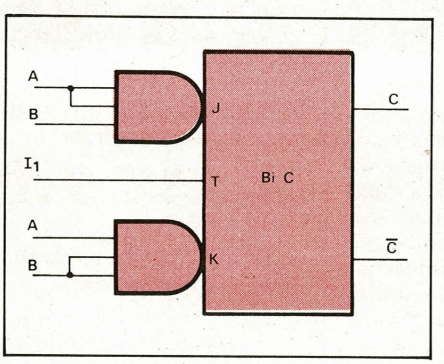


Fig. 31

J = K = 1 quand A = B = 1
donc aux 4e et 8e coup
C bascule
pour les autres coups A ou B = O donc
J = K = O
C ne bouge pas

4e étage : figure 32

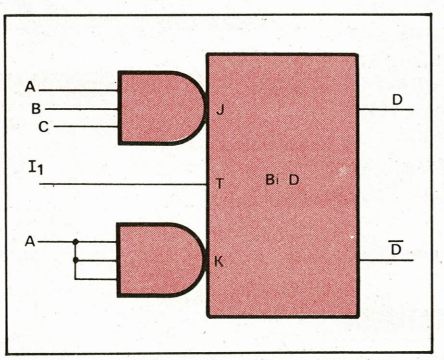


Fig. 32

J = K = 1 quand A = B = C = 1
donc au 8e coup D bascule
J = K = O pour A = O
donc aux 1er, 3e, 5e, 7e et 9e coup D est bloqué
J = O K = 1 pour A = 1 et B ou C = O aux 2e, 4e et 6e coup D reste bloqué
puisque $\overline{D}$ = 1 au 10e coup D bascule
puisque $\overline{D}$ = O

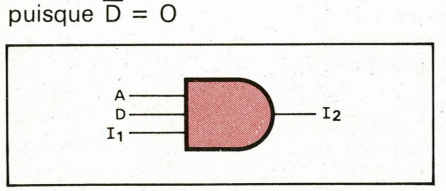


Fig. 33

Pour commander la décade suivante, on prendra une porte ET à 3 entrées **(voir fig. 33).**

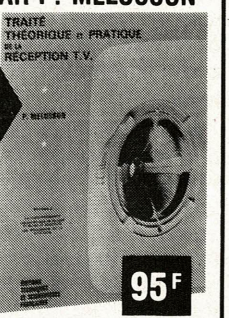
Marcel HENROT

ESF EDITIONS TECHNIQUES ET SCIENTIFIQUES FRANÇAISES

TRAITÉ THÉORIQUE ET PRATIQUE DE LA RÉCEPTION TV PAR P. MELUSSON

ENFIN LE VOLUME III...

LA VIDEO FREQUENCE. LES BALAYAGES EN TV N & B ET COULEURS LES STANDARDS DE TV COULEURS



Avec la parution du volume 3, nous sommes donc maintenant en possession d'un traité complet en 3 volumes, le seul actuellement en bibliothèque qui puisse vous mettre au courant de tous les derniers développements techniques des récepteurs TV.
Ce traité clair, complet, apportera tous les renseignements indispensables aussi bien aux ingénieurs et techniciens des services d'exploitation, aux techniciens en électronique, au recyclage des dépanneurs et metteurs au point TV, aux distributeurs et techniciens du service après-vente etc.

SOMMAIRE

1. L'amplification en tension vidéo-fréquence (nature des signaux - réalisation d'un circuit type à transistors).
2. Etude détaillée des divers types de circuits bases de temps verticale et horizontale des TV N/B et couleurs.
3. Description, fabrication et réglages du tube image couleurs.
4. Réalisation des informations couleurs à l'émission : La trichromie (avec figures explicites en couleurs) et le principe de codage des couleurs en systèmes : NTSC - PAL et SECAM.
5. Principe de décodage des informations couleurs en systèmes NTSC et PAL. Principaux circuits d'applications.
6. Codage et décodage en système SECAM : explications détaillées des circuits d'applications à transistors et circuits intégrés. La télédistribution.

Un ouvrage de 168 pages, format 21 x 27, 189 schémas, couverture couleur.

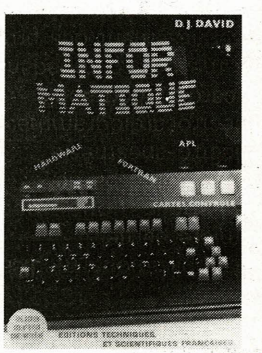
En vente : chez votre libraire habituel ou à la

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque, 75010 PARIS

(Aucun envoi contre remboursement. Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande. En port recommandé + 3 F).

INFORMATIQUE

par **Daniel-Jean DAVID**



Cet ouvrage est issu des cours d'initiation à l'informatique donnés depuis 1970 aux élèves des Ecoles Normales Supérieures de la rue d'Ulm, de Sèvres et de Fontenay.

Panorama complet et pratique des connaissances pour la programmation effective sur ordinateur dans tous les domaines d'application : calcul scientifique et technique, recherche opérationnelle, gestion, statistiques, informatique littéraire et médicale.

Entraînement à deux langages de programmation :
— FORTRAN, universellement employé et utile dans tout contexte ;
— A.P.L., le langage de dialogue homme-machine de l'avenir.

En plus :
— Fonctionnement interne des ordinateurs ; idées générales pour acquérir l'esprit informatique ; Modèles schématiques de la plupart des applications ; Cartes-contrôle pour divers cas usuels sur les matériels les plus répandus : I.B.M., C.D.C., UNIVAC, C.I.I. et Philips.

Cet ouvrage s'adresse particulièrement aux élèves des sections H des lycées, des écoles d'information, des I.U.T., instituts de programmation et grandes écoles, et à tous ceux qui souhaitent s'initier à l'informatique.

Ouvrage broché, format 15 × 21, 336 pages, nombreuses illustrations, couverture quadrichromie. Prix : **65 F.**

En vente chez votre libraire habituel et à la

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque, 75010 PARIS
Tél. : 878.09.94/95 - C.C.P. 4949.29 Paris

(Aucun envoi contre remboursement - Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande - En port recommandé + 3 F)

Aide-mémoire radiotechnique et télévision

par Bogdan Grabowski

La radiotechnique concerne toutes les techniques de transmission à distance des messages sous forme d'ondes radioélectriques.

Tout problème de radiotechnique ou de transmission doit être traité en deux étapes. Dans un premier temps, il est nécessaire de définir l'organisation du système, compte tenu du problème posé, sans se préoccuper des modalités de réalisation, sinon que le système doit être faisable. Dans une deuxième étape, on doit procéder au choix et à la définition des équipements.

Cet aide-mémoire permet d'aborder le problème sous ces deux aspects, somme toute complémentaires.

La conception des systèmes exige à l'heure actuelle des notions solides ou indispensables sur le traitement du signal. Sans pour autant faire appel à des connaissances approfondies, jugées difficiles par certains, il n'est plus possible aujourd'hui d'ignorer un certain nombre de notions de base sur les signaux et messages présentés dans le premier chapitre.

Un effort particulier a été fait pour présenter d'une façon simple l'organisation d'un système de transmission, en mettant en évidence des procédés spécifiques qui augmentent en particulier les possibilités des canaux de transmission.

Grâce aux indications fournies sur les circuits intégrés disponibles, le lecteur trouvera toutes les notions indispensables pour comprendre et même concevoir un récepteur moderne, qui rendent caducs bien des montages à composants discrets, abandonnés de plus en plus.

En sept chapitres, c'est un véritable panorama de la radiotechnique qui est présenté ; les problèmes essentiels y sont évoqués et les ingénieurs ou étudiants y trouveront rassemblées les notions indispensables pour aborder la plupart des problèmes usuels de radiotechnique, sans faire appel à plusieurs ouvrages différents traitant chacun d'eux des antennes, de la propagation, du traitement du signal, de la télévision, de la radioréception.

Un volume de 216 pages, format 13 x 18. Prix : 44 F.

Dunod.

Introduction aux systèmes asservis non linéaires

par Jean-Charles Gille

Dans cet ouvrage de la collection Dunod Université, Jean-Charles Gille, du Département de génie électrique à l'université Laval, Québec, s'est attaché à exposer dans une optique technique les principales méthodes utilisées en automatique pour l'étude et le projet des systèmes, méthodes qui font aujourd'hui partie de la « culture générale » de tout ingénieur.

La dynamique des systèmes non linéaires constitue un vaste et difficile chapitre de la mécanique.

On considère que la *mécanique non linéaire* fut fondée à la fin du dix-neuvième siècle par le mathématicien français Henri Poincaré. Le mathématicien russe Ljapunov fut, lui, le fondateur de la théorie de la stabilité.

Dans les travaux techniques du vingtième siècle, l'auteur distingue schématiquement trois courants.

1) Entre les deux guerres mondiales, les ingénieurs s'intéressèrent, dans plusieurs pays, au problème des *oscillations*. Le chercheur russe Andronov trouva en 1929 dans les travaux de Poincaré le fondement de sa *théorie des oscillations* (1938).

2) Après la seconde guerre, plusieurs chercheurs soviétiques précisèrent et appliquèrent les travaux de Ljapunov sur la *stabilité*, notamment Lur'e, Malkin, Ajzerman ; puis Wegrzyn en Pologne reformula le problème de la stabilité à la lumière de l'analyse fonctionnelle.

3) Vers 1950, les chercheurs de tous les pays *s'inspirèrent* des méthodes d'étude et de synthèse des *systèmes linéaires* continus (fonction de transfert, techniques graphiques utilisant la réponse unitaire ou la réponse en fréquences) et échantillonnés (transformée en z), méthodes devenues classiques, pour élaborer des techniques applicables aux systèmes non linéaires. On a notamment étendu à ces systèmes la méthode des réponses en fréquences (Gol'dfarb, Dutilh, Kochenburger).

Les critères graphiques de stabilité non linéaire (critère de Popov, critère du cercle) se situent, en quelque sorte, au confluent des courants 2) et 3). La théorie des systèmes par plus-ou-moins (fondée simultanément par Hamel en France et Cypkin en URSS) se place dans la ligne des directions 1) et 3). Dans les travaux de Vidal sur les systèmes échantillonnés non linéaires convergent les trois courants distingués plus haut.

De ce vaste ensemble, l'auteur, qui traite des systèmes non linéaires en temps continu, a retenu les méthodes qui font partie des connaissances élémentaires que doit posséder tout ingénieur automaticien, se bornant à en exposer les grandes lignes, dans une optique technique.

Un volume de 128 pages, format 155 x 240. Prix : 29 F.

Dunod, 37-39, rue Boulard, 75014 Paris.

L'électro-luminescence appliquée

Traduit du russe par Olga Haquet

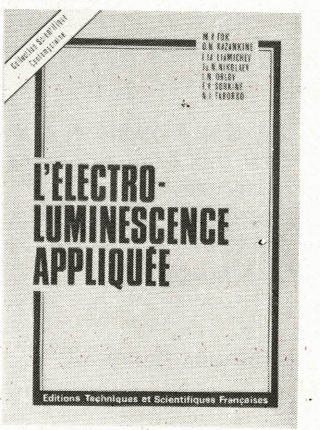
Cet important ouvrage fait pénétrer le lecteur dans un monde scientifique peu connu : la fabrication de lumière à partir de l'énergie électrique sans passer par les phénomènes calorifiques ou les rayonnements quantiques.

Des applications pratiques sont déjà connues du grand public, mais les LED, pour précieuses qu'elles soient, ne constituent qu'un aspect du vaste champ offert aux chercheurs. Les auteurs – cette encyclopédie de la question est une œuvre collective – ont le mérite d'expliquer clairement non seulement les phénomènes prometteurs mais également les raisons des échecs. Les démonstrations mathématiques destinées aux spécialistes peuvent être négligées par les lecteurs peu habitués à ces calculs.

Ces techniques peu connues en France, où pourtant elles furent étudiées depuis longtemps, doivent conduire un jour (proche ou lointain) à l'écran de télévision plat et travaillant à basse tension.

Un ouvrage de 360 pages, format 15 x 21. Prix : 100 F.

ETSF, 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.



Réseaux de distribution des semi-conducteurs

ADVANCED MICRO DEVICES

Mandataire :

● **A.M.D. France :** Silic 314, 20, rue Saarinen, 94588 Rungis Cedex. Tél. : 686.91.86.

Distributeurs :

● **Société A 2 M :** 40, rue des Tilleuls, 92100 Boulogne-Billancourt. Tél. : 603.66.40.

● **Société R.T.F. :** 73, av. Charles-de-Gaulle, 92200 Neuilly-s/Seine. Tél. : 747.11.01.

● **Société Ropel :** allée de La Rochelle, Centre Commercial nº 3, 91300 Massy. Tél. : 920.82.89.

A.E.G. TELEFUNKEN

● **Generim :** Z.A. de Courtabœuf, avenue des Andes, B.P. 88, 91403 Orsay. Tél. : 907.78.78.

● **Application Electronique :** 2-14, rue Bayol, 30001 Nîmes. Tél. : (66) 84.99.06. – 10, rue du Chapeau-Rouge, 31300 Toulouse. Tél. : (15.61) 42.64.28.

● **Sterc-Maissiat S.A. :** 2, rue Sévigné, 44010 Nantes Cedex. Tél. : (40) 71.45.75.

● **Debelle :** 13, rue Baptiste-Marcet, Z.I. Fontaine Sassenage, 38600 Fontaine. Tél. : (15.76) 21.50.27.

● **Facen Electronique :** Z.I. d'Heillecourt-Houdemont, 944 X, 54044 Nancy Cedex. Tél. : (16.28) 51.00.05. – 110, avenue des Flandres, 59110 Wasquehal. Tél. : (16.20) 72.06.80. – 6, rue Emile-Rouze, 59000 Lille. Tél. : (16.20) 96.93.07. – Z.I. de Mundolsheim, rue Vauban, 67450 Strasbourg Mundolsheim. Tél. : (16.88) 20.20.80.

● **Actel :** 143, rue des Meuniers, 92220 Bagneux. Tél. : 657.81.50.

● **Tekimex :** 13, boulevard Voltaire, 75011 Paris. Tél. : 355.63.00.

A.M.I.

● **A.M.I. France :** 124, avenue de Paris, 94300 Vincennes. Tél. : 374.00.90.

Distributeurs :

● **Electronique MS :** 89 à 93, rue des Alpes, Zone Silic Cidex L 180, 94533 Rungis. Tél. : 687.25.16.

● **P.E.P. :** 2/4, rue Barthélémy, 92120 Montrouge. Tél. : 735.33.20.

Cette liste est remise à jour à chaque parution

ANALOG DEVICES

● **Analog Devices France :** Centre d'Affaires Silic, 12, rue Le Corbusier, Bât. « Iéna », 94533 Rungis Cedex L 204. Tél. : 686.77.60.

CML

● **ISC France :** 27, rue Yves-Kermen, 92100 Boulogne. Tél. : 604.52.75.

DELCO

● **ISC France :** 27, rue Yves-Kermen, 92100 Boulogne. Tél. : 604.52.75.

E.F.C.I.S.

● **EFCIS :** 85 X, 38041 Grenoble Cedex, Tél. : (76) 97.41.11.

EXAR

● **Tekelec Airtronic :** B.P. 2, Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, 92310 Sèvres. Tél. : 027.75.35. – 69, rue Bataille, 69008 Lyon. – 281, route d'Espagne, 31076 Toulouse Cedex. – 12, rue Gabriel-Fauré, 35000 Rennes. – Beau-Manoir VII, Allée des Lilas, 13100 Aix-en-Provence. – 4, rue Fischart, 67000 Strasbourg.

FAIRCHILD

- **Almex** : 48, rue de l'Aubépine, 92160 Antony Cedex. Tél. : 666.21.12
- **Feutrier** : avenue des Trois-Glorieuses, 42270 Saint-Priest-en-Jarrez. Tél. : (77) 74.67.33.
- **Gros S.A.** : 13, avenue Victor-Hugo, 59350 Saint-André-les-Lille. Tél. : (20) 51.21.33. – 14, avenue du Général-Leclerc, 54000 Nancy. Tél. : (28) 24.24.22.
- **Scientech S.A.** : 11, avenue Ferdinand-Buisson, 75016 Paris. Tél. : 609.91.36.
- **R.E.A. Distribution** : 9, rue Ernest-Cognacq, 92300 Levallois. Tél. : 758.11.11.
- **Dimex** : 12, rue du Séminaire, 94150 Rungis. Tél. : 686.52.10.
- **Sté Toutelectric** : 15-17, boulevard Bon-Repos, B.P. 406, 31008 Toulouse Cedex. Tél. : (61) 62.47.84.
- **S.R.D** : 88, rue du Commandant-Magès, 13001 Marseille. Tél. : (91) 50.33.55-64.23.79. et 78.
- **Martec** : 36, rue Louis-Pasteur, 92100 Boulogne. Tél. : 603.99.88.
- **Aufray et Cie** : 45, rue Gustave-Nicolle, B.P. 472,76057 Le Havre Cedex. Tél. : (16.35) 21.34.00.

FERRANTI

- **Ceram** : 31, rue du Dr-Finlay, 75015 Paris. Tél. : 577.42.50.

GENERAL ELECTRIC

- **Comptoir Commercial d'Importation** : 42, rue Etienne-Marcel, 75081 Paris Cedex 2. Tél. : 261.55.49.

Dépositaires :

- **Alpelec** : 16, rue Claude-Kogan, 38100 Grenoble. Tél. : (76) 09.69.81.
- **Autelec** : 3, rue du Lieu de Santé, 76000 Rouen.
- **Dime** : 22, Bd Pasteur, 93120 La Courneuve. Tél. : 833.71.73.
- **Dimel** : « Le Marino », avenue Claude-Farrère, 83100 Toulon.
- **Radio MJ** : 19, rue Claude-Bernard, 75005 Paris.
- **R.I.D.** : Parc d'Entremont, 6, rue des Œillets, 68170 Rixheim.

GENERAL INSTRUMENT

- **Sterc Maissiat** : 2, rue Sévigné, 44010 Nantes Cedex, Tél. : (40) 71.45.75.
- **Sorhodis** : 39, rue Dedieu, 69100 Villeurbanne.
- **Dimee** : 22, bd Pasteur, 93120 La Courneuve. Tél. : 833.71.73.
- **Cogie** : 3, bd Anatole-France, 93304 Aubervilliers.
- **P.E.P.** : 4, rue Barthélémy, 92120 Montrouge.

HARRIS SEMICONDUCTOR

- **Spectelec** : Tour Europa, Belle-Epine, Europa III, 94320 Thiais. Tél. : 686.56.65.
- **Almex** : 48, rue de l'Aubépine, 92160 Antony. Tél. : 666.21.12.

HEWLETT-PACKARD

- **Almex** : 48, rue de l'Aubépine, 92160 Antony. Tél. : 666.21.12.
- **Feutrier** : Rue des Trois-Glorieuses, 42270 St-Priest-en-Jarez. Tél. : (77) 74.67.33.
- **Feutrier Ile-de-France** : 29, rue Ledru-Rollin, 92150 Suresnes. Tél. : 772.46.46.
- **S.C.A.I.B.** : 80, rue d'Arcueil, Zone Silic, 94150 Rungis. Tél. : 687.23.13.

INTEL CORPORATION

Mandataire :

- **Intel Corporation** : 74, rue d'Arcueil, Silic 223, 94528 Rungis Cedex. Tél. : 687.22.21.

Distributeurs :

- **Tekelec-Airtronic** : Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, B.P. 2, 92310 Sèvres. Tél. : 027.75.35.
- **Métrologie** : La Tour d'Asnières, 4, avenue Laurent-Cély, 92606 Asnières. Tél. : 791.44.44.
- **Celdis S.A.** : 53, rue Charles Frérot, 94250 Gentilly. Tél. : 581.00.20.

INTERSIL

- **Intersil** : 3, rue de Marly, 78000 Versailles. Tél. : 953.47.08.

Distributeur :

- **Tekelec-Airtronic** : Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, B.P. 2, 92310 Sèvres. Tél. : 027.75.35.

I.T.T. INTERMETALL

- **Cogie-Cetronic** : 5, bd Anatole-France, 93300 Aubervilliers. Tél. : 834.91.07.
- **Dime** : 22, bd Pasteur, 93120 La Courneuve. Tél. : 833.71.73.
- **Disserel** : 32/36, rue de Torcy, 75018 Paris. Tél. : 203.60.02.
- **Sefar** : 7/15, rue de Bezons, 92400 Courbevoie. Tél. : 333.59.21.
- **Besson** : 2, rue des Marronniers, 38100 Grenoble. Tél. : (76) 96.10.72.
- **C.E.I.N.** : 19, rue de Tournai, B.P. 93, 59230 St-Amand-les-Eaux. Tél. : (20) 48.53.39.
- **Euromail** : Z.I. rue Frédéric-Joliot, B.P. 145, 13290 Aix-les-Milles. Tél. : (91) 26.58.11. – 8, rue du Port, 92100 Boulogne. Tél. : 605.60.97.
- **Revimex** : 23, bd Victor-Hugo, 44010 Nantes. Tél. : (40) 47.89.05.
- **I.D.E.M.** : 168, chemin Lanusse, 31019 Toulouse. Tél. : (61) 47.63.73. et 47.58.10.

Comptoirs de vente :

- **Adime** : 89, av. P.-Brossolette, 92120 Montrouge. Tél. : 655.89.89.
- **Ciel** : 4/6, rue Victor-Hugo, 94190 Villeneuve-St-Georges. Tél. : 389.59.24.
- **Radio-Douane** : 4, rue Yves-Toudic, 75010 Paris. Tél. : 208.61.72.
- **Radialex** : 74, rue de Vendôme, 69457 Lyon Cedex 3. Tél. : (78) 89.45.45. – 3, rue Moyrand, 38100 Grenoble. Tél. : (76) 87.81.12.

KERTRON

- **ISC France** : 27, rue Yves-Kermen, 92100 Boulogne. Tél. : 604.52.75.

MOS TECHNOLOGY

Mandataire et distributeur :

- **C.P. Composants et Produits Électroniques et P.R.O.C.E.P.** : 51, rue de la Rivière, 78420 Carrières-s/Seine, B.P. 1. Tél. : 914.61.36.

MOSTEK

Circuits intégrés et microprocesseurs

- **S.C.A.I.B.** : 80, rue d'Arcueil Cedex 137, 94150 Rungis Silic. Tél. : 687.23.13 – 31.36.
- **Martec** : 36, rue Louis-Pasteur, 92100 Boulogne. Tél. : 603.99.88.

Cartes-mémoires

- **M.B. Électronique** : rue Fourny, Z.A.C. Buc, B.P. 31, 78530 Buc. Tél. : 956.31.30.

MOTOROLA SEMI-CONDUCTEURS

- **Sté Commerciale Toutelectric** : 15, bd Bonrepos, 31008 Toulouse. Tél. : (61) 62.47.84.-62.40.42.
- **Ets F. Feutrier** : rue des Trois-Glorieuses, 42270 Saint-Priest-en-Jarez. Tél. : (77) 74.67.33.
- **Gros A.A.** : 13, rue Victor-Hugo, 59350 Saint-André-Les-Lille. Tél. : (20) 51.21.33. – 14, av. du Général-Leclerc, 54000 Nancy. Tél. : (28) 24.24.22-32.
- **S.C.A.I.B.** : 80, rue d'Arcueil, 94150 Rungis. Tél. : 687.23.13.-31.36.
- **Ets F. Feutrier Ile-de-France** : 29, rue Ledru-Rollin, 92150 Suresnes. Tél. : 772.46.46.
- **Sté Celdis S.A.** : 53, rue Charles-Frérot, 94250 Gentilly. Tél. : 581.00.20.
- **Bellion Électronique** : 40, quai de l'Ouest, 29271 Brest Cedex. Tél. : (98) 80.38.00. – 3, rue Malakoff, 35100 Rennes. Tél. : (99) 79.26.33.

MULLARD

S'adresser à :

- **R.T.C. La Radiotechnique Compelec** : 130, avenue Ledru-Rollin, 75540 Paris Cedex 11. Tél. : 355.44.99.

NATIONAL SEMI-CONDUCTOR

- **Generim** : Z.A. de Courtabœuf, avenue de la Baltique, B.P. 88, 91400 Orsay. Tél. : 907.78.78.
- **Facen** : 2/6, rue Émile-Rouzé, 59000 Lille. Tél. : (20) 96.93.07. - 110, av. de Flandre, B.P. 99, 59290 Wasquehal. Tél. : (20) 72.06.80. - Z.I. Heillecourt, 944 X, 54140 Nancy. Tél. : (28) 51.00.05. - Z.I. Vauban, 6, rue Vauban, 67450 Mundolsheim. Tél. : (88) 20.20.80. - Centre de Gros, bd Lénine, 76800 St-Étienne-du-Rouvray. Tél. : (35) 65.36.03 et 65.39.06.
- **Sterc Maissiat** : 2, rue de Sévigné, 44010 Nantes Cedex. Tél. : (40) 71.45.75.
- **Application Électronique** : 14, rue Bayol, 30001 Nîmes. Tél. : (66) 84.99.06. – 10, rue du Chapeau-Rouge, 31300 Toulouse. Tél. : (61) 42.64.28.
- **S.C.A.I.B.** : 80, rue d'Arcueil, 94150 Rungis. Tél. : 687.23.13.
- **R.T.F./Distronique** : 73, av. Ch.-de-Gaulle, 92202 Neuilly. Tél. : 747.11.01.
- **Ets Debelle** : 13, rue Baptiste Marcel, Z.I. Fontaine Sassenage, 38600 Fontaine. Tél. : (76) 21.50.27. – 9 bis, rue du Bas-Chamflour, 63000 Clermont-Ferrand. Tél. : (73) 36.47.10.
- **Fime** : Z.A. La Cerisaie, 3, rue de Chevilly, 94262 Fresnes. Tél. : 666.95.01.
- **Centralp Automatismes** : 271, bd Pinel, 69200 Vénisseux. Tél. : (78) 74.06.28.

PLESSEY

- **Plessey France** : 16 à 20, rue Pétraque, 75016 Paris. Tél. : 727.43.49.
- **Sté Scientech** : 11, av. Ferdinand-Buisson, 75007 Paris. Tél. : 609.91.36.

R.C.A.

- **Radio Équipements Antares** : 14/16, rue Baudin, 92301 Levallois-Perret. Tél. : 758.11.11.
- **Almex** : Z.I., 48, rue de l'Aubépine, 92160 Anthony. Tél. : 666.21.12.
- **Tekelec** : Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, 92310 Sèvres. Tél. : 027.75.35.

R.T.C. LA RADIOTECHNIQUE COMPELEC

- **Hohl et Danner** : Z.I. B.P. 11, 67450 Mundolsheim. Tél. : (88) 20.90.11. – 58, rue de Belfort, 68200 Mulhouse. Tél. : (89) 42.11.86. – Z.I. d'Heillecourt, 54044 Nancy Cedex. Tél. : (28) 51.42.30.
- **Cedso** : 31, av. du 18e R.I., 64000 Pau. Tél. : (59) 27.03.56. – 14, av. Tolosane, 31520 Ramonville-Saint-Agne. Tél. : (61) 73.35.18. – 150, cours du Gal-de-Gaulle, 33170 Gradignan. Tél. : (56) 89.04.56.
- **Sté Électronique du Centre** : B.P. 14, Z.I. de Cournon, 63800 Cournon. Tél. : (73) 84.60.08.

RTC

- **Morin Industrie** : 15, place de la Grange, 37300 Joué-les-Tours. Tél. : (47) 67.13.46. – 52, rue Jean-Jaurès, 10600 La Chapelle-Saint-Luc. Tél. : (25) 43.15.48.
- **Sanelec** : 236, rue du Fg-d'Arras, B.P. 3442, 59019 Lille. Tél. : (20) 97.93.21.
- **Sertronique (C.E.I.M.)** : 37, rue St-Éloi, 76000 Rouen. Tél. : (35) 88.00.38. – 60, rue Sagebien, 72040 Le Mans. Tél. : (43) 84.24.60. – Z.U.P. 22300 Lannion. Tél. : (96) 38.40.67. – 42, quai Magellan, 44016 Nantes. Tél. : (40) 47.77.01. – 59, rue Alexandre-Duval, 35000 Rennes. Tél. : (99) 50.58.31.
- **Omnitech** : 15/21, rue Camille-Flammarion, 75018 Paris. Tél. : 257.62.80.
- **R.T.F. Diffusion** : 59/63, rue Desnouettes, 75015 Paris. Tél. : 533.69.43.
- **Disserel** : 32 à 36, rue de Torcy, 75018 Paris. Tél. : 203.60.02.
- **Rhonalco / Isolants du Rhône** : 45, rue des Eaux-Claires, 38000 Grenoble. Tél. : (76) 96.08.12. – 4, rue Roger-Bréchan, 69003 Lyon. Tél. : (78) 53.00.25.
- **Éts Besson** : 2, rue des Marronniers, 38100 Grenoble. Tél. : (76) 96.10.72.
- **Vedeche Électronique** : 45, rue Saint-Basile, 13001 Marseille. Tél. : (91) 50.01.82.
- **Omni-Tech boutique** : 82, rue de Clichy, 75009 Paris. Tél. : 874.18.88.-280.04.86.

SEMIKRON

SEMIKRON

- **Alpelec** : 16, rue Claude-Kogan, 38041 Grenoble. Tél. : (78) 09.69.81.
- **Aquitaine Composants** : 30, rue Denfert-Rochereau, 33400 Talence. Tél. : (56) 91.13.92.
- **ASN Diffusion** : 86, av. du Général-Leclerc, 94700 Maisons-Alfort. Tél. : 207.24.03.-899.30.32.
- **Ban Elec** : 12, rue Louis-Rolland, 92120 Montrouge. Tél. : 655.43.43.
- **Caron Fres** : rue de Tournai, 59230 St-Amand-Les-Eaux. Tél. : (20) 48.53.39.
- **C.E.G.** : Z.I., B.P. 29, 52101 St-Dizier. Tél. : (27) 05.05.38.
- **Charlas** : 38, av. Alsace-Lorraine, 38000 Grenoble. Tél. : (78) 44.29.02.
- **Dahan** : 3 bis, rue Pierre-Loti, 69100 Villeurbanne. Tél. : (78) 85.54.64.
- **D.E.E.** : 87 bis, rue Sainte, 13007 Marseille. Tél. : (91) 33.16.68.-33.14.84.
- **Dimée** : 22, bd Pasteur, 93120 La Courneuve. Tél. : 833.71.73.
- **Direlec** : 19, bd Lafayette, 63000 Clermont-Ferrand. Tél. : (73) 91.69.80.
- **Dixel** : 17, bd de Richelieu, 92500 Rueil. Tél. : 977.00.12.
- **E.T.N.** : 8, rue de la Croix-d'Yonville, 76042 Rouen. Tél. : (35) 88.51.51.
- **Fachot Électronique** : 5, bd Robert-Sérot, B.P. 321, 57007 Metz Cedex. Tél. : (87) 30.28.63.-30.33.67.
- **Goirand** : 1, rue des Résistants, 38400 St-Martin-d'Hères. Tél. : (76) 87.30.61.
- **ISA Électronique** : 52, rue d'Achères, 78600 Maisons-Laffitte. Tél. : 962.90.61.
- **Morin Industrie** : 52, av. Jean-Jaurès, 10600 La Chapelle-St-Luc. Tél. : (25) 43.15.48.
- **O.E.S.O.** : rue St-Léonard, 87000 Limoges. Tél. : (55) 77.18.71.
- **Omni-Tech** : 15/21, rue Camille-Flammarion, 75018 Paris. Tél. : 257.62.80.
- **Radio Voltaire** : 7, av. Parmentier, 75011 Paris. Tél. : 379.50.11.
- **Sanelec** : 236/240, rue du Fg-d'Arras, 59000 Lille. Tél. : (20) 52.11.21.
- **Serreau Électronique** : 5, allée du Muguet, 35510 Cesson-Sévigné. Tél. : (99) 62.21.17.
- **Segic** : B.P. 10, 60104 Creil. Tél. : (44) 55.27.15.-55.31.04.
- **Selfco** : 31, rue du Fossé-des-Treize, 67000 Strasbourg. Tél. : (88) 32.59.33.
- **Sodimep** : 8, av. Léon-Viala, 31000 Toulouse. Tél. : (61) 42.01.21.
- **Tarbelec** : 45 bis, place du Foirail, 65000 Tarbes. Tél. : (62) 93.10.82.

SESCOSEM

- **Aquitaine Composants** : 30, rue Denfert-Rochereau, 33401 Talence. Tél. : (56) 80.24.70. – « Le Moulin Apparent », route de Paris, 86000 Poitiers. Tél. : (49) 88.60.50.
- **Sodimep** : 8, avenue Léon-Viala, 31400 Toulouse. Tél. : (61) 52.01.21.
- **Sud Composants** : Traverse La Caransane, La Valentine, 13011 Marseille. Tél. : (91) 43.21.84.
- **Dimel** : Le Marino, avenue Claude-Farrère, 83100 Toulon. Tél. : (94) 41.49.63.
- **Sèdre** : 5, bd des Diables-Bleus, 38000 Grenoble. Tél. : (76) 87.90.12. – 27, rue Voltaire, 42100 Saint-Étienne. Tél. : (77) 32.80.57. – 10/12, rue Jean-Bourgey, 69100 Villeurbanne. Tél. : (78) 68.30.96.
- **Codirel (Codicom)** : 105, rue Sadi-Carnot, 93170 Bagnolet. Tél. : 287.49.99. – rue du Grand-Véon, 10000 Troyes. Tél. : (25) 72.24.12.
- **D.I.E.L. (Codicom)** : 73, avenue Pierre-Larousse, 92240 Malakoff. Tél. : 656.70.44.
- **G.E.D.I.S.** : 165/167, rue J.-P. Timbaud, 92400 Courbevoie. Tél. : 788.50.13. – 53, rue de Paris, 92100 Boulogne. Tél. : 604.81.70. – 2, place Gustave-Eiffel, Silic 240, 94528 Rungis Cedex. Tél. : 686.03.86-05.81.
- **S.I.D.E. (Codicom)** : 34, avenue Robert-Schuman, C 2 Résidence de l'Europe, 59370 Mons-en-Barœul. Tél. : (20) 51.32.42. – Résidence Front de Seine, 41, quai du Havre, 76000 Rouen. Tél. : (35) 98.22.99.
- **Selfco** : 31, rue du Fossé-des-Treize, 67000 Strasbourg. Tél. : (88) 32.59.33.
- **Ouest Composants** : 5, rue Lesage, 35000 Rennes. Tél. : (99) 36.00.58.
- **Centre Electronique diffusion** : Z.I. 2, rue de l'Industrie, B.P. 2, 63800 Cournon d'Auvergne. Tél. : (73) 92.14.77

S.G.S. ATES

Etant donné les modifications en cours à apporter à cette liste, S.G.S.-ATES nous a demandé de ne pas la publier dans ce numéro. La liste correcte et complète figurera dans le nº 6 d'E.A.

SIEMENS

- **Asterlec/Avirex** : 5 bis, rue S.-Gryphe, 69007 Lyon. Tél. : 72.88.65.
- **Baltzinger et succursales** : 18/26, route du Gal-de-Gaulle, 67300 Strasbourg-Schiltigheim. Tél. : 33.18.52.
- **Cibot Radio** : 1 et 3, rue de Reuilly, 75580 Paris Cedex 12. Tél. : 346.63.76.
- **Del** : 45, rue Gabriel-Péri, 78210 St-Cyr l'École. Tél. : 460.65.70.
- **Delta Électronique** : Z.I., rue Louis-Armand, 13290 Les Milles. Tél. : 27.31.54.
- **Erel et succursales** : 6, rue Crozatier, 75012 Paris. Tél. : 345.80.80.
- **Euromail et succursales** : Z.I., rue Frédéric-Joliot, 13290 Les Milles. Tél. : 26.58.11.
- **Fadico** : 20, rue Lazare-Carnot, 56100 Lorient. Tél. : (97) 21.42.96.
- **Flagelectric et succursales** : 47, rue Jules-Verne, Z.I. du Brézet, 63100 Clermont-Ferrand. Tél. : 92.13.46.
- **O.R.T.A.M.** : 11, rue de Crouy, 59100 Roubaix. Tél. : 70.24.16.
- **R.T.D.** : 4, rue Yves-Toudic, 75010 Paris. Tél. : 208.61.72.
- **Sté d'Exploitation des Ets Stockelec et succursale** : 16/18, rue d'Alger, 72000 Le Mans. Tél. : 28.11.54.

LE SILICIUM SEMICONDUCTEUR SSC

- **Comerel** : 15, rue du Colonel-Delorme, 93100 Montreuil. Tél. : 374.50.98.
- **Gallec Electronique** : Centre Commercial, 40, rue des Fontenelles, 92000 Nanterre. Tél. : 774.76.86. – 29, rue Raymond-Losserand, 75014 Paris. Tél. : 566.92.89-734.25.65.
- **National Distribution** : 94/98, rue Haxo, 75020 Paris. Tél. : 797.39.29.
- **Spelec Composants** : 226/228, cours de la Somme, 33000 Bordeaux. Tél. : (56) 91.90.98. – 89, rue Riquet, 31071 Toulouse. Tél. : (61) 62.34.72.
- **Auverlec, Pierre Gouteyron S.A.** : 2, rue de l'Industrie, 63800 Cournon B.P. 49. Tél. : (73) 92.14.77.
- **Pellet et Solignac** : rue de l'Escaut, Z.I. de Dijon, St-Apollinaire, 21000 Dijon. Tél. : (80) 71.57.45. – 10, avenue de Romans, B.P. 38, 38360 Sassenage. Tél. : (76) 88.40.11.
- **Serime** : Z.I. A, B.P. 501, 59113 Seclin. Tél. : (20) 95.92.72.
- **Ets P. Gouteyron** : 17/21, rue Fulton, Z.I. Nord, 87100 Limoges. Tél. : (55) 37.42.81.
- **Docks Electroniques Lyonnais** : 8, rue des Frères-L. &-E.-Bertrand, 69632 Venissieux. Tél. : (78) 69.36.29.
- **Sté de Représentation et de Distribution** : 88, rue du Cdt-Mages, 13001 Marseille. Tél. : (91) 50.33.55-64.23.79.
- **Agence Silec de Metz** : 36, rue des Jardins, Ban-St-Martin, B.P. 1, 57023 Longeville-les-Metz. Tél. : (87) 30.39.39.
- **Rime** : rue de la Butée, B.P. 38, 44800 St-Herblain. Tél. : (40) 46.12.00.
- **Remi** : 18, rue Simon, 51100 Reims. Tél. : (26) 40.10.14-40.06.61-40.15-72.
- **Direct** : 151/153, rue de Constantine, 76000 Rouen. Tél. : (35) 98.17.98.
- **Monsieur Kinder, Agent** : 1, rue P.-Ristelhuber, 67100 Strasbourg-Meinau. Tél. : (88) 39.29.29-39.18.02.
- **St Malbec et Cie** : 17, rue de Luxembourg, Z.I., B.P. 78, 37002 Tours Cedex. Tél. : (47) 54.43.96.

SILICONIX

- **Almex** : Z.I. d'Antony, 48, rue de l'Aubépine, 92160 Antony. Tél. : 666.21.12.
- **Aquitaine Composants** : 30, rue Denfert-Rochereau, 33400 Talence. Tél. : (56) 80.24.70. – 119, rue des Fontaines, 31000 Toulouse. Tél. : (61) 42.78.82. – « Le Moulin Apparent », route de Paris, 86000 Poitiers. Tél. : (49) 88.60.50.
- **Ouest Composants** : 5, rue Lesage, 35000 Rennes. Tél. : (99) 36.00.58.
- **S.C.A.I.B.** : 80, rue d'Arcueil, 94150 Rungis. Tél. : 687.23.13.
- **Alrodis** : 40, rue Villon, 69008 Lyon. Tél. : (78) 69.59.52.
- **Balzinger** : 18/26, route du Général-de-Gaulle, 67300 Schiltigheim. Tél. : (88) 33.18.52.
- **Sanelec Electronique** : 236, rue du Fg-d'Arras, 59019 Lille. Tél. : (16.20) 97.93.21.

TELEDYNE PHILBRICK

- **Ets F. Feutrier** : rue des Trois-Glorieuses, 42270 Saint-Priest-en-Jarez. Tél. : (77) 33.33.89.
- **Dimel** : avenue Claude-Farrère, 83100 Toulon. Tél. : (94) 41.49.63.
- **Léanord** : 236, rue Sadi-Carnot, 59320 Haubourdin. Tél. : (20) 50.43.00.
- **Selfco** : 31, rue du Fossé-des-Treize, 67000 Strasbourg. Tél. : (88) 32.59.33.
- **Sterc Maissiat** : 2, rue Sévigné, 44010 Nantes Cédex. Tél. : (40) 71.45.75.
- **Toutelectric** : 15/17, boulevard de Bonrepos, 31008 Toulouse Cedex. Tél. : (61) 62.11.33.
- **Ouest Composants** : 5, rue Lesage, 35000 Rennes. Tél. : (99) 36.00.58.

TEXAS INSTRUMENT

- **Fachot Electronique** : 5, bd Robert-Sérot, B.P. 321, 57007 Metz Cedex. Tél. : 30.28.63-33.67.
- **P.E.P.** : 4, rue Barthélémy, 92120 Montrouge Tél. : 735.33.20.
- **Radio-Voltaire** : 7, avenue Parmentier, 75011 Paris. Tél. : 379.50.11.
- **Radialex** : 74, rue Vendôme, 69457 Lyon Cédex 3. Tél. : 89.45.45.
- **Eltec** : 58, rue Dammartin, 59100 Roubaix. Tél. : (20) 70.56.19-70.34.43.
- **Tekelec Airtronic** : 12, rue Gabriel-Fauré, 35000 Rennes. Tél. : (99) 50.62.35. – 281, route d'Espagne, 31300 Toulouse Cédex. Tél. : (61) 40.24.90-40.38.77. – Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, B.P. 2, 92310 Sèvres. Tél. : 027.75.35. – 69, rue Bataille, 69008 Lyon. Tél. : (78) 74.37.40. – 4, rue Fischart, 67000 Strasbourg. Tél. : (88) 61.06.43. – Beaumanoir 7, allée des Lilas, 13100 Aix-en-Provence. Tél. : (91) 27.66.45.
- **Tisco France** : 9, place de Bretagne, 35000 Rennes. Tél. : (99) 79.54.81. - L'autan, 100, allée de Barcelone, 31500 Toulouse. Tél. : (61) 21.30.32. – La Boursidière, Bât. A, R.N. 186, 92350 Le Plessis Robinson. Tél. : 630.23.43. – 1, avenue de la Chartreuse, 38240 Meylan. Tél. : (76) 90.45.74/49.72. – Quartier Gavet, 83500 La Seyne-sur-Mer. Tél. : (94) 94.85.11. – B.P. 5, 06270 Villeneuve-Loubet. Tél. : (93) 20.01.01.
- **Electron** : 20, avenue Honoré-Serres, 31000 Toulouse. Tél. : (61) 62.82.85.
- **Tarbelec** : 45, bis, place du Foirail. 65090 Tarbes. Tél. : (62) 93.10.82.
- **Revimex** : 23, bd Victor-Hugo, 44010 Nantes Cedex. Tél. : (40) 47.89.05.
- **Parinor** : 104, rue de Maubeuge, 75010 Paris. Tél. : 878.65.55-526.50.24.
- **Electronique MS** : 89/93, rue des Alpes, 94533 Rungis Cedex L 180 Tél. : 687.25.16.
- **Industrielle Electronique** : 19, rue Louis-Grobet, 13001 Marseille. Tél. : (91) 50.52.06.
- **Sofer** : Z.I. Est, 83130 La Garde. Tél. : (94) 24.12.79.

ZILOG

Mandataire :

- **A 2 M** : 40, rue des Tilleuls, 92100 Boulogne. Tél. : 603.66.40.

Agent :

- **Société Comtec** : 69850 St-Martin-en-Haut. Tél. : (78) 48.61.87.
- **C.E.I.S.** : 120, avenue Pierre Latécoère, 31700 Blagnac. Tél. : (61) 49.23.49.

EDITIONS TECHNIQUES ET SCIENTIFIQUES FRANÇAISES

Collection « Technique Poche »
UN SUCCÈS SANS PRÉCÉDENT !
2 NOUVEAUX TITRES

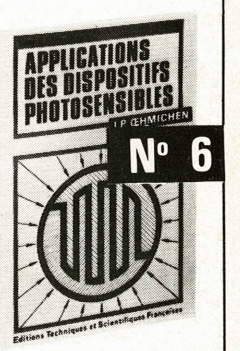
Montages électroniques divertissants et utiles

par H. Schreiber

L'électronique de divertissement relève des applications plus ou moins inattendues, étonnantes et spectaculaires de l'électronique.
Pourtant, l'électronique est une science, plutôt sérieuse, imposante et respectable.
L'auteur de ce livre montre que l'un n'exclut pas l'autre, et qu'on peut très bien, tout en s'amusant, acquérir des connaissances précieuses et solides.
Il décrit, avec ce talent pédagogique qui a déterminé le succès de ses nombreux ouvrages, des montages simples, divertissants et néanmoins utiles, qu'il a lui-même réalisés.
Et puisque l'auteur de ce livre est également renommé pour son souci du détail, vous n'aurez aucune difficulté à le suivre, dans la compréhension aussi bien que dans la réalisation des montages qu'il vous propose.
Un ouvrage de 120 pages, format 11,7 x 16,5, 75 schémas et illustrations, couverture couleur pelliculée. Prix : 19 F.

APPLICATIONS DES DISPOSITIFS PHOTOSENSIBLES

par J.-P. Œhmichen



Un livre réalisé pour faire connaître et utiliser tous les dispositifs sensibles à la lumière et les circuits électroniques qui les accompagnent.
Le présent ouvrage ne nécessite qu'une connaissance tout à fait sommaire des éléments de l'électronique : il est accessible à tous les techniciens et amateurs, même débutants, qui désirent réaliser ces appareils passionnants où la lumière joue un rôle (posemètres, photomètres, comptage d'objets, barrages, commandes invisibles, etc.).
Toutes les réalisations, employant les moyens les plus modernes de l'électronique, sont données avec de nombreux détails sur la mise au point (qui ne nécessite que quelques piles et un bon contrôleur universel).
On peut augmenter le nombre d'appareils réalisables par associations de parties des différents exemples.
Des références pratiques et même des adresses de fournisseurs complètent ce livre, en faisant un outil de travail facile à utiliser.
Un volume de 120 pages, format 11,7 x 16,5, 76 schémas et illustrations, couverture pelliculée en couleur. Prix : 19 F.

En vente chez votre libraire habituel et à la

LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque - 75010 Paris

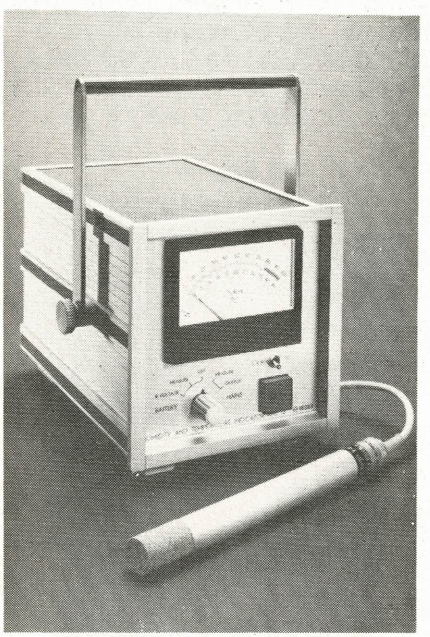
(Aucun envoi contre remboursement Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande En port recommandé + 3 F)

NOUVEAUTES

Hygromètre-thermomètre

La firme finlandaise Vaisala propose un appareil combiné hygromètre-thermomètre, modèle HM 14.

L'hygromètre présente un temps de réponse inférieur à la seconde. Il couvre l'échelle 0-100 % d'humidité relative. L'élément sensible à l'humidité est constitué d'un condensateur dont le diélectrique hygroscopique d'épaisseur 1 micron a sa permitivité affectée par l'humidité. Il en résulte une variation de la capacité du condensateur en fonction de l'humidité. Un circuit électronique détecte cette variation de capacité.



L'hygromètre a une dépendance négligeable par rapport à la température (0,05 %/°C), aucune compensation n'est nécessaire. Il fonctionne de – 40 °C à + 80 °C. L'hystérésis est inférieur à 2 % pour une excursion d'humidité (0-100-0 %). La sensibilité est meilleure que 0,5 %.

Les mesures de température et d'humidité sont affichées successivement sur un galvanomètre. Une tension proportionnelle à l'humidité relative ou à la température est délivrée pour permettre l'enregistrement. Le capteur de température est constitué d'une thermistance linéaire placée dans la sonde à proximité de l'élément sensible à l'humidité. La plage de mesure s'étend de – 5 °C à + 45 °C.

L'appareil fonctionne sur le secteur et également sur une batterie NiCd (batterie et chargeur incorporés). Le capteur peut être situé à plusieurs centaines de mètres de l'instrument.

Agemip, 5, boulevard Poincaré, 94170 Le Perreux. Tél. : 871.17.14.

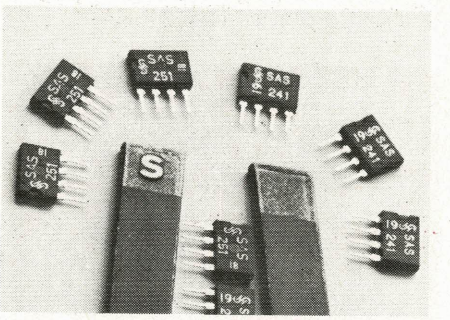
Circuit à générateur de Hall intégré

Les contacts à rebondissement s'usent vite et génèrent des impulsions parasites. En revanche, les circuits intégrés sensibles au flux magnétique peuvent servir de commutateur sans contact. De tels circuits délivrent des signaux électroniques, lorsque l'enfoncement d'une touche provoque le déplacement vertical de petits champs magnétiques avec leur pôle positif à la surface d'un générateur de Hall incorporé dans le circuit. Le catalogue de Siemens comporte quatre commutateurs de ce type, les deux nouveaux (SAS 241 et 251) sont spécialement conçus pour les claviers des terminaux informatiques.

Il est également possible de réaliser, grâce à des magnétorésistances des commutateurs sans contact, sensibles à un champ magnétique. Ces éléments sont malheureusement impossibles à intégrer dans un circuit et c'est pourquoi on leur préfère les générateurs de Hall. Le commutateur SAS 241 à déclenchement magnétique ne comporte aucun contact et délivre des signaux de sortie indépendant de la durée de l'action du champ magnétique. L'impulsion dure, par définition, de 10 à 40 μs. Le modèle SAS 251 ne fonctionne pas lui selon le principe de la commutation dynamique, ses sorties statiques délivrent une impulsion tant que la touche est enfoncée.

L'usager a donc la possibilité, dans un premier temps, d'utiliser un commutateur statique. Lorsque les claviers doivent fonctionner grâce à des circuits de codage spéciaux, il convient alors de recourir aux modèles dynamiques SAS241.

Les circuits SAS 241 et SAS 251 sont sinon identiques dans une large mesure. La tension d'alimentation maximale est de 30 V, pour un courant



de sortie de 30 mA et une résistance thermique de 170 °C/ W. Un fonctionnement normal est assuré pour une tension d'alimentation de 4,75 à 27 V et une température ambiante allant de 0 à 70 °C.

Pour ces valeurs, l'induction d'enclenchement est de 0,060 Tesla et l'induction de déclenchement de 0,005 Tesla. Pour une tension d'alimentation de 5 V, ces valeurs sont égales à 0,065 et 0,010 T, l'hystérésis varie de 0,006 à 0,015 T. Les deux circuits sont encapsulés dans un boîtier SIL en matière plastique à quatre broches.

Siemens, 39-47, boulevard Ornano, 93100 St-Denis. Tél. : 820.61.20.

Quartz horloger pour automobile

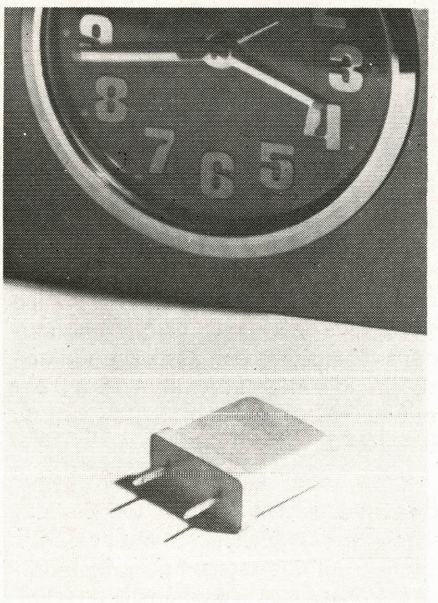
Ce type de quartz portant la référence SQC-900 utilise la technologie piézoélectrique et est scellé hermétiquement dans un boîtier métallique à l'aide d'une résine synthétique en époxy, ce qui rend l'ensemble très résistant aux chocs et autres vibrations.

Le cristal a une fréquence nominale de 3,932160 MHz, l'une des principales fréquences utilisées pour les montres de bord, et a déjà été approuvé techniquement par un important constructeur de montres pour l'automobile tandis qu'il est en cours d'homologation technique auprès d'un grand constructeur de véhicules automobiles.

La capacité de charge est de faible valeur soit 30 pF ± 0,5 pF, et l'embase du cristal est prévue pour une distance entre broches de 10,1 mm. Il est cependant possible d'obtenir d'autres versions de ce type de quartz pour d'autres cas d'applications où une fréquence de 4,194304 MHz est souhaitée, ou encore si la distance entre

broches doit être de 9,5 mm.

Bien que ce type de cristal ait été développé principalement pour l'usage dans les montres des voitures, le SQC-900 peut aussi être utilisé pour les pendules et horloges à usage domestique ou professionnel.



Ce quartz est disponible actuellement sous forme d'échantillons et en quantités de pré-séries de fabrication.

G.T.E. Sylvania, Industriepark, 3300 Tienen (Belgique). Tél. : 016/81.51.11.

Multimètre-thermomètre numérique 20 000 points français

Les contrôleurs numériques existant sur le marché français sont réalisés à partir de circuits intégrés américains, C.D.A. (Groupe Chauvin Arnoux) commercialise le C.D.A. 20 000 S entièrement conçu et réalisé à partir d'un circuit LSI 20 000 points français.

« Le circuit LSI » a été étudié et développé à la demande de constructeurs français par la société EFCIS. Il s'agit d'un circuit à haut niveau d'intégration de technologie MOS, canal P, grille aluminium à implantation ionique. Il regroupe toutes les fonctions logiques, mémoire, décodeur et commutateur analogique. Cette « puce » équivaut à environ 1500 transistors sur une surface de 4,16 x 3,15 mm.

Appareil de précision, universel, multifonction, portatif et autonome spécialement adapté à une utilisation sur le terrain : dépannage, mise en route, labo, le C.D.A. 20 000 S est toujours prêt à l'emploi sans « fil à la patte ». Ses performances sont les suivantes :

- 20 000 points de mesure.
- 10 MΩ d'entrée sur tous calibres (sauf sur 2 V : 1 MΩ) en continu et en alternatif.
- 10 μV de résolution en continu et en alternatif.
- Polarité, virgule et zéro automatiques.
- Réponse instantanée (plus de préchauffage).
- Triple alimentation : secteur, piles, batteries.
- 25 calibres - 6 fonctions (voltmètre, ampèremètre, continu et alternatif, ohmmètre, thermomètre).

C.D.A., 8, rue Jean-Dollfus, 75018 Paris. Tél. : 627.52.50.

Alimentations de puissance

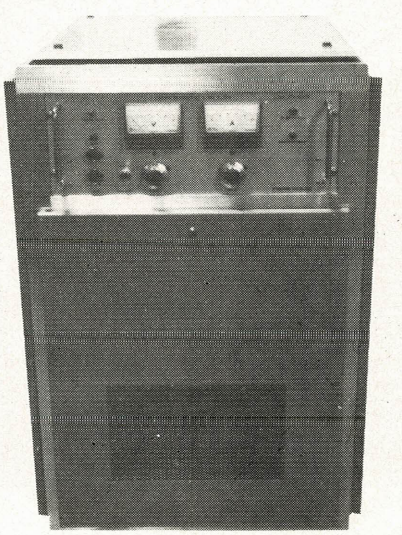
P. Fontaine Electronique a mis au point une gamme d'alimentations de laboratoire de puissance type « MTH ». Ceci a été obtenu grâce à l'emploi d'un schéma de régulation à thyristors tel que le raccordement du secteur triphasé peut se faire sans précaution spéciale. Un rattrapage automatique de l'ordre des phases est en effet prévu ce qui en facilite grandement l'emploi.

Parmi les équipements construits selon ce procédé, on peut citer une alimentation régulée en courant réglable de 0 à 5000 A sous 50 V max., qui est en exploitation au CERN à Genève.

Les alimentations stabilisées de laboratoire de la série « MTH » sont réglables en tension ou en courant, elles disposent d'une caractéristique rectangulaire.

Leur protection comme celle des équipements sur lesquels elles sont raccordées, est ainsi assurée par le réglage de la tension ou du courant maximum admissible.

Cette série comporte les modèles suivants : 0 à 20 V, 0 à 200 A ; 0 à 32 V, 0 à 250 A ; 0 à 40 V, 0 à 150 A ; 0 à 60 V, 0 à 100 A ; 0 à 120 V, 0 à 100 A ; 0 à 200 V, 0 à 50 A.



Leurs caractéristiques générales sont les suivantes :

- régulation en tension (secteur ou charge) : $1 . 10^{-4}$
- ondulation résiduelle : 200 mV eff.
- régulation en courant (secteur ou charge) : $5 . 10^{-4}$
- ondulation résiduelle : 1 A eff.
- alimentation en secteur : 380 V triphasé ; ces modèles sont refroidis par une ventilation forcée.

P. Fontaine, 20, avenue Arago, Z.I., 91380 Chilly-Mazarin. Tél. : 909.83.79.

De nouvelles applications pour le photomètre-radiomètre Tektronix J16

Commercialisé depuis plusieurs années, le photomètre-radiomètre J16 bénéficie désormais de 8 sondes (au lieu de 7) ce qui étend encore les domaines d'utilisation de cet appareil :

– évaluation de la puissance et de la stabilité d'un laser,

– mesure d'homogénéité de l'émission lumineuse du phosphore d'un tube cathodique,

– mesure d'éclairement de rues, de locaux,

– étude de la distribution dans l'espace du flux lumineux de phares, de balises, etc.

– mesure du rendement lumineux des composants électroluminescents tels que les LED cristaux liquides,

– mise au point de lampes à gaz à arc, etc.

– surveillance de l'usure de sources de rayons UV, à usage médical,

– rendement de fibres optiques,

– mise au point et étalonnage de tube image et de caméras TV,

– etc.

Le J16 est :

– **numérique** : l'affichage se fait par des diodes LED, ce qui lui confère une excellente lisibilité en pleine lumière,

– **léger** : il fonctionne sur batterie incorporée ou secteur, il est donc portable ; il peut être fixé sur un banc de mesures optiques ou sur un pied tripode,

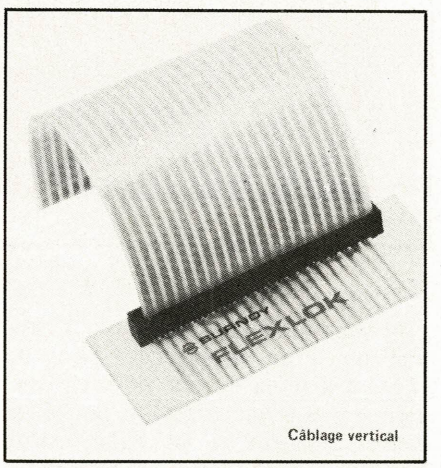
– **universel** : les 8 sondes prévues sont interchangeables instantanément, sans nécessiter d'étalonnage ; elles permettent des mesures étalonnées en luminance, éclairement, radiance, irradiance.

Tektronix, Z.I. de Courtabœuf, avenue du Canada, B.P. 13, 91401 Orsay Cedex. Tél. : 907.78.27.

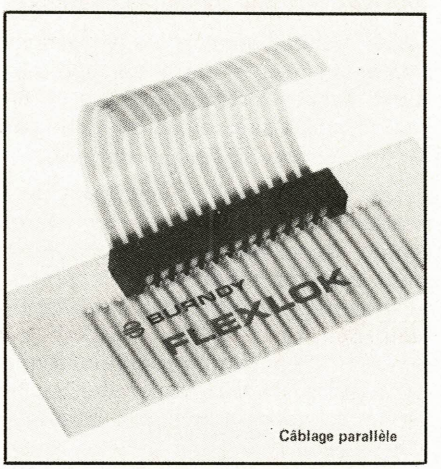
Connecteurs pour circuits imprimés et câbles plats

Flexlok est une série de connecteurs encartables à haute fiabilité et de coût modéré pour fixation sur circuits imprimés destinés à recevoir les câbles plats à conducteurs laminés.

Cette connection directe entre un câble plat et un connecteur est réalisable grâce aux contacts du type G.T.H. à haute pression étanches au gaz, avec protection par alliage d'étain assurant une fiabilité équivalente à celle des contacts dorés tout en diminuant les coûts. Le contact G.T.H. élimine l'éventuelle couche d'oxyde pouvant être présente sur le câble plat ; pour réaliser une jonction métal-métal. Les connecteurs Flexlok sont simplement soudés sur le circuit imprimé avec un pas de 2,54 mm standard. Ils existent en fixation verticale ou horizontale pour des brochages allant de 6 à 21 contacts (6, 7, 8... 20, 21...).



Câblage vertical



Câblage parallèle

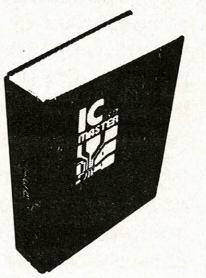
Les contacts sont prévus pour une intensité nominale de 3 A et une tension de 200 V eff. La résistance de contact est au maximum de 15 MΩ et la résistance d'isolement de 5000 MΩ minimum.

Burndy, 228 bis, rue du Landy, 93200 Saint-Denis. Tél. : 820.77.40.

Régulateurs de tension monolithiques 5A en boîtier TO 3

La Division Composants de Lambda Electronique développe de nouveaux

l'outil d'information indispensable à tout ingénieur d'application



IC MASTER 78

2200 pages (1000 de plus qu'en 1977) de références indispensables à tout ingénieur en électronique

- tables d'identification des produits
- répertoire des homologations JAN
- tables de sélection par paramètres
- dictionnaire des boîtiers et gammes de température
- tableaux des " secondes sources "
- annuaire des fabricants et distributeurs
- gamme de produits par fabricant
- répertoire des notes d'application
- fiches techniques des principaux produits

REMISE A JOUR TRIMESTRIELLE GRATUITE

OFFRE SPECIALE
SALON DES COMPOSANTS 1978
620 fr moins 20 %
(offre limitée) 496 fr

BON de COMMANDE
à retourner à
CONSEIL & PROMOTION
1, rue Damiens - 92100 BOULOGNE-BILLANCOURT

Je vous commande le IC MASTER 78 au prix exceptionnel de 496,00 F TTC et je vous joins mon règlement par :
chèque ☐ CCP ☐
Veuillez m'envoyer une facture de régularisation ☐
Nom . . . . . .
Société . . . . . .
Adresse . . . . . .
. . . . . .

régulateurs de tension 5A en boîtier standard TO 3 et de structure monolithique.

Ces régulateurs de la série LAS 1900 existent en six tensions de sortie différentes : 5 V, 6 V, 8 V, 10 V, 12 V et 15 V.

Ils se caractérisent particulièrement par une faible tension différentielle entrée/sortie : 2,5 V (à 5 A), de très faible résistance thermique : 0,9 °C/W et coefficient de température : 0,03 % Vs/°C, une forte puissance dissipée : 50 W jusqu'à 90 °C de température de boîtier, ainsi que par une excellente régulation charge : $6 . 10^{-3}$ de Vs.

Protégés contre les surcharges et les courts-circuits par une limitation de courant, contre les élévations de température par une protection thermique et possédant également une protection de l'aire de sécurité, ces régulateurs peuvent fonctionner dans la gamme de température de jonction allant de – 55 à + 135 °C.

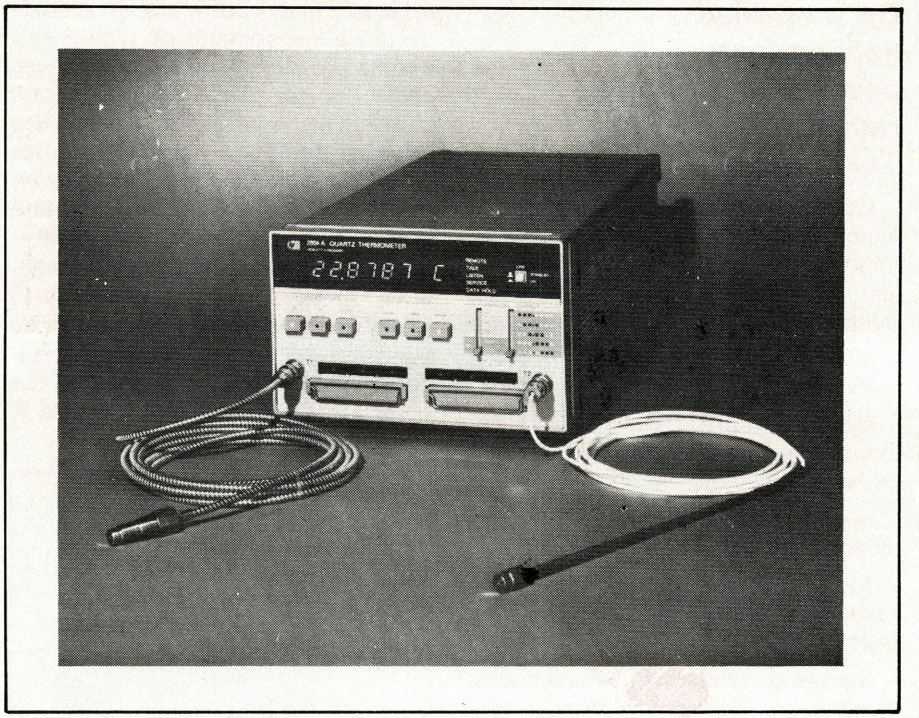
Ces régulateurs sont disponibles sur stock.

Lambda, route de Grivery, 91 Gometz-le-Chatel. Tél. : 012.14.87.

Thermomètre numérique à quartz de haute précision

Ce nouveau thermomètre numérique à quartz (HP 2804 A), permet de mesurer des températures comprises entre – 80 °C et + 250 °C. Destiné aux mesures précises en laboratoire ou dans l'industrie et aux contrôles de processus industriels, il est plus robuste et plus simple à utiliser que les thermomètres classiques au platine. Sa résolution est de 0,0001 °C. Il dépasse en stabilité, en reproductibilité et en sensibilité les thermomètres au platine, à thermistance et à thermocouple. Il peut être équipé de deux sondes aux caractéristiques différentes. Equipé de deux sondes identiques et grâce à sa très grande résolution le thermomètre Hp 2804A est particulièrement recommandé pour effectuer des mesures différentielles de température.

Ce thermomètre est peu sensible aux bruits : en effet les capteurs à quartz convertissent la température en fréquence alors que les autres types de capteurs la transforment en résistance ou en tension. Le fonctionnement de cet instrument n'est affecté ni par la longueur des fils, ni par le bouclage de masse, ni par la proximité des sources



parasites électriques.

Il est équipé d'un afficheur à sept chiffres. Il ne nécessite ni pont de mesure, ni table ou courbes de conversion tension/température ou résistance/température, ni équipements annexes tels que jonctions étalons.

Cet appareil apporte les perfectionnements suivants : résolution commutable, sondes interchangeables et, en option, sortie analogique ou sortie par bus d'interface IEEE-488 (HP-IB).

Des touches sur la face avant permettent de choisir l'une ou l'autre sonde, ou de faire la différence entre deux mesures. L'affichage des températures peut se faire avec une résolution de 0,1 - 0,01 - 0,001 ou 0,0001 °C par simple commutation. Il est possible de faire les lectures en °F en commutant un inverseur interne.

Sa précision absolue de ± 0,040 °C entre – 50 °C et + 150 °C et de 0,075 °C entre – 80 °C et + 250 °C.

Chaque capteur est étalonné individuellement et ses caractéristiques sont données dans le module d'étalonnage livré avec chaque sonde. En exploitation le module est introduit dans le 2804 A et un microprocesseur interne calcule la température exacte mesurée. L'étalonnage ne nécessite qu'un bac de glace fondante pour régler le 0 °C.

La sortie analogique peut se faire en cinq gammes commutables de 0,01 °C à + 250 °C. Les mesures vont de quelques millièmes de degré à plusieurs centaines de degrés, les résultats enregistrés sont faciles à lire.

L'adjonction de l'option sortie par bus d'interface IEEE-488 permet d'utiliser un calculateur, tel que le HP 9825A, pour calculer, par exemple, une vitesse de transmission de chaleur à partir de mesures de température.

Hewlett-Packard, Z.I. Courtabœuf, B.P. 70, 91401 Orsay Cedex. Tél. : 907.78.25.

Accéléromètres piézorésistifs

Cet accéléromètre piézorésistif est particulièrement robuste parce qu'amorti et pourvu de butée mécanique (modèle 2262-200).

Il permet les mesures statiques et dynamiques jusqu'à 1100 Hz, grâce à un pont de jauges particulières qui fournissent un signal de sortie important sous une faible impédance pour des mesures pleine échelle de ± 200 g.

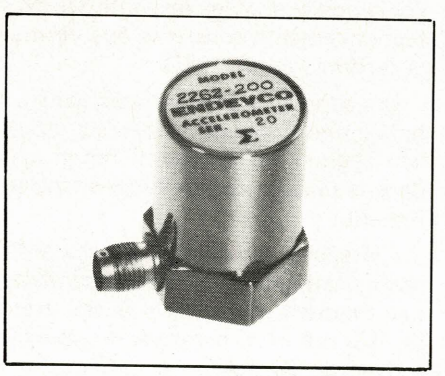
Un système breveté de butées limite le mouvement de l'élément sismique à partir de ± 225 g.

Ainsi le capteur supporte des accélérations 10 fois supérieures à son étendue de mesure sans être endommagé et sans faire varier ses spécifications.

La large bande passante depuis le continu jusqu'à 1100 Hz rend cet accéléromètre particulièrement adapté à l'étude de phénomènes transitoires tels que la mise à feu d'une fusée, l'étude du comportement des emballages, les chocs au cours de transport et l'étude d'accident de voiture.

Les principales caractéristiques du modèle 2262-200 sont les suivantes :

- Etendue de mesure : de – 200 g à + 200 g.
- Limite par butée : ± 225 g à ± 500 g.
- Sensibilité nominale : 1,4 mV/g.
- Fréquence propre capteur monté : 3600 Hz (nominal).
- Réponse en fréquence : ± 5 % de 0 à 1100 Hz à 24 °C.
- Coefficient d'amortissement : 0,7 à 24 °C.
- Variation de la sensibilité en température : – 2 %/0/– 4 % nominal (à – 18 °C/24 °C/93 °C).
- Tenue aux chocs : 2000 g (impulsion semi-sinusoïdale).



Il existe aussi le modèle 2262C-200 qui diffère du précédent par une sortie sur 6 fils pour pouvoir effectuer des étalonnages par méthode shunt.

Endevco France, 76, rue des Grands-Champs, 75020 Paris. Tél. : 373.43.59.

Modules refroidisseurs à effet Peltier

Ce module utilise l'effet Peltier, c'est-à-dire l'effet de transfert de chaleur d'une face à l'autre du module lorsque celui-ci est traversé par un courant électrique approprié.

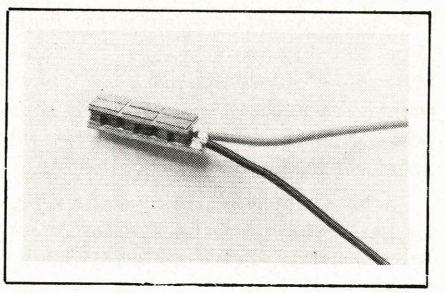
Référencé sous le numéro de modèle TS-801-1029, ce module est spécialement conçu pour réduire la température des circuits intégrés.

Ses dimensions réduites (0,3 x 0,9 pouces soit 7,6 x 22,8 mm) correspondent à celles d'un circuit 18 broches. Le même module a été utilisé pour refroidir des CCD ou éléments à couplage de charge, dont les caractéristiques électriques ont immédiatement été améliorées.

Le circuit à refroidir doit être maintenu mécaniquement en contact avec la face « froide » du module, mais pour garantir un bon contact thermique, il est indispensable d'intercaler de la graisse silicone qui remplira tous les vides éventuels.

La face « chaude » du module doit être aussi en bon contact thermique avec un radiateur.

La capacité de pompage de chaleur est de 3 W maximum. Le courant maximum admissible est de 4,5 A sous une tension nominale de 1 V. Le semi-conducteur à effet Peltier est placé en sandwich entre deux lames de céramique.



Ce module complète l'importante gamme d'éléments à effet Peltier et d'appareils associés déjà développés par Cambion.

Techmation, 18-24, quai de la Marne, 75019 Paris. Tél. : 200.11.05.

Tuner de navigation pour yachts éliminant la recherche

Fabriqué en Grande-Bretagne, ce tuner électronique pour yachts et bateaux de plaisance permet l'accord rapide sur les radiophares et émetteurs avec un degré de précision éliminant la nécessité de chercher les fréquences. Il possède aussi un dispositif numérique de chronométrage qui indique à tout moment celui des six radiophares d'un groupe qui émet. Il devient donc inutile d'identifier les radiophares d'après leur code morse d'appel, d'où économie de temps quand il faut relever les gisements de radiophares de groupes différents.

Cet appareil, le tuner Digitune, possède un coffre étanche de 20,5 cm x 13 cm x 9 cm et pèse 1800 g. Il est destiné à s'utiliser avec le récepteur Homer du même fabricant, auquel il est relié par câble unique mais, avec de légères modifications, il peut aussi s'utiliser avec des équipements d'autre marque. Il marche sur l'alimentation en courant continu 12 à 36 V du bateau et ne consomme que 250 mAH. La fréquence est affichée numériquement par diodes à lueurs en kHz et, sur la bande des radiophares, en dixièmes de kHz, la plage couverte allant de 190 à 4150 kHz. Un chiffre à part indique celui des six radiophares qui est

le seul annuaire mondial des C.I à remise à jour trimestrielle gratuite

IC MASTER 78

2200 pages (1000 de plus qu'en 1977) de références indispensables à tout ingénieur en électronique

- tables d'identification des produits
- répertoire des homologations JAN
- tables de sélection par paramètres
- dictionnaire des boîtiers et gammes de température
- tableaux des " secondes sources "
- annuaire des fabricants et distributeurs
- gamme de produits par fabricant
- répertoire des notes d'application
- fiches techniques des principaux produits

REMISE A JOUR TRIMESTRIELLE GRATUITE

OFFRE SPECIALE
SALON DES COMPOSANTS 1978

620 fr moins 20 %

(offre limitée) **496 fr**

BON de COMMANDE
à retourner à
CONSEIL & PROMOTION
1, rue Damiens - 92100 BOULOGNE-BILLANCOURT

Je vous commande le IC MASTER 78 au prix exceptionnel de 496,00 F TTC et je vous joins mon règlement par :

chèque ☐ CCP ☐

Veuillez m'envoyer une facture de régularisation ☐

Nom . . . . . .

Société . . . . . .

Adresse . . . . . .

. . . . . .

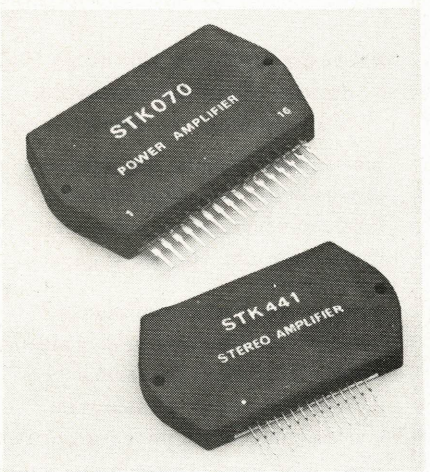
accordé, les six étant explorés à tour de rôle sur un cycle de 6 mn. Les circuits de mesure de fréquences et de chronométrage sont pilotés par un oscillateur à quartz de grande précision. Erreur maximale : 0,1 kHz entre 190 et 415 kHz et 1 kHz entre 660 et 2600 kHz. L'appareil est garanti trois ans (29/10).

General Marine, 5, rue de la Manutention, 75016 Paris.

Amplificateurs hybrides

Deux modèles de ces amplificateurs audio-fréquence fabriqués par la firme japonaise Sanyo sont actuellement disponibles :

– L'amplificateur de puissance STK 070 : puissance de sortie 70 W ; tension d'alimentation : + et – 42 V ; bande passante : 10 Hz à 100 kHz.



– L'amplificateur stéréo STK 441 : 2 x 20 W ; une seule alimentation : + 44 V ; bande passante : 100 kHz.

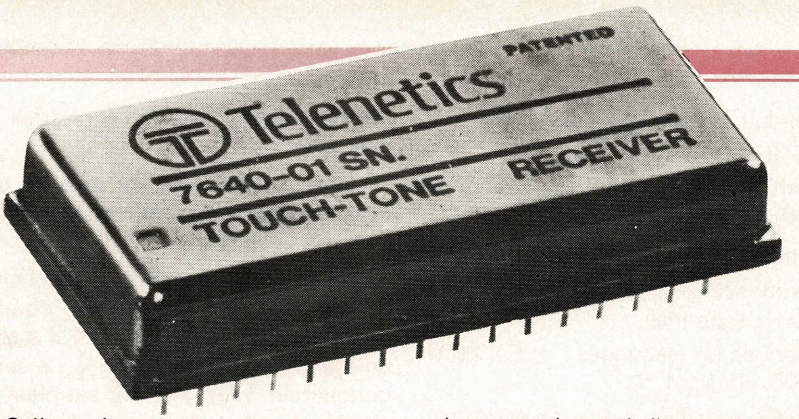
C.C.I., 42, rue Etienne-Marcel, 75081 Paris Cedex 02. Tél. : 233.61.14.

Un détecteur de tonalité pour téléphone

Telaris présente un détecteur de tonalité pour téléphone à clavier double ton multifréquence : le 7640-01.

Ce circuit hybride convertit les signaux analogiques générés par un clavier DTMF en sorties de niveau logique digital pouvant être utilisé dans les systèmes de télécommunication et de transmission de données.

Présenté en boîtier hermétique DIL à 32 broches, le 7640 combine deux circuits hybrides multicouches épaisses avec un détecteur digital intégré P-



MOS. Il ne nécessite qu'un cristal extérieur pour fonctionner.

La sortie peut être sélectionnée pour avoir soit du binaire hexadécimal, soit un code à 2 parmi 8. On peut également choisir entre trois niveaux de rapport signal/bruit afin de ralentir ou accélérer la détection des tonalités.

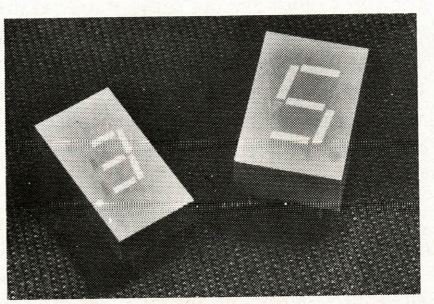
Le 7640 est alimenté sous une seule tension entre 10 et 14 V. Les sorties sont de niveau compatible MOS.

ISC France, 27, rue Yves-Kermen, 92100 Boulogne. Tél. : 604.52.75.

Afficheurs LED 7 segments lisibles en plein soleil

Ces afficheurs (disponibles en rouge sous la référence HDSP 3530/3730 et en jaune sous la référence HDSP 4030/4130) sont très lisibles sous des éclairements qui peuvent atteindre plus de 100 000 lux, lorsqu'ils sont équipés de filtres de contraste appropriés.

Les chiffres à sept segments sont disponibles en deux tailles 7,62 mm et 10,92 mm.



Pour la première fois des afficheurs LED peuvent entrer directement en concurrence avec des afficheurs utilisant d'autres technologies, pour équiper des appareils dont les indications doivent être lues à l'extérieur et à des distances d'environ 6 m.

Ils sont parfaitement adaptés à l'équipement des tableaux de bord d'automobiles, d'avions, des appareils électroniques portables, des caisses enregistreuses, des balances automatiques, sur lesquels ils peuvent avantageusement remplacer les afficheurs à cristaux liquides, les tubes à incandescence ou les tubes nixies actuellement utilisés.

L'amélioration de l'intensité lumineuse émise et le contraste apporté par le boîtier sont les résultats des perfectionnements constants que permet la technologie des LED.

Les segments sont montés dans un boîtier gris, donnant un fond sur lequel les segments tranchent nettement dans la plupart des conditions d'éclairement.

L'intensité lumineuse de ces afficheurs atteint 2300 micro-candelas par segment sous une intensité crête de 100 mA maximum avec un courant moyen de 20 mA.

Hewlett-Packard, Z.I. Courtabœuf, B.P. 70, 91401 Orsay Cedex. Tél. : 907.78.25.

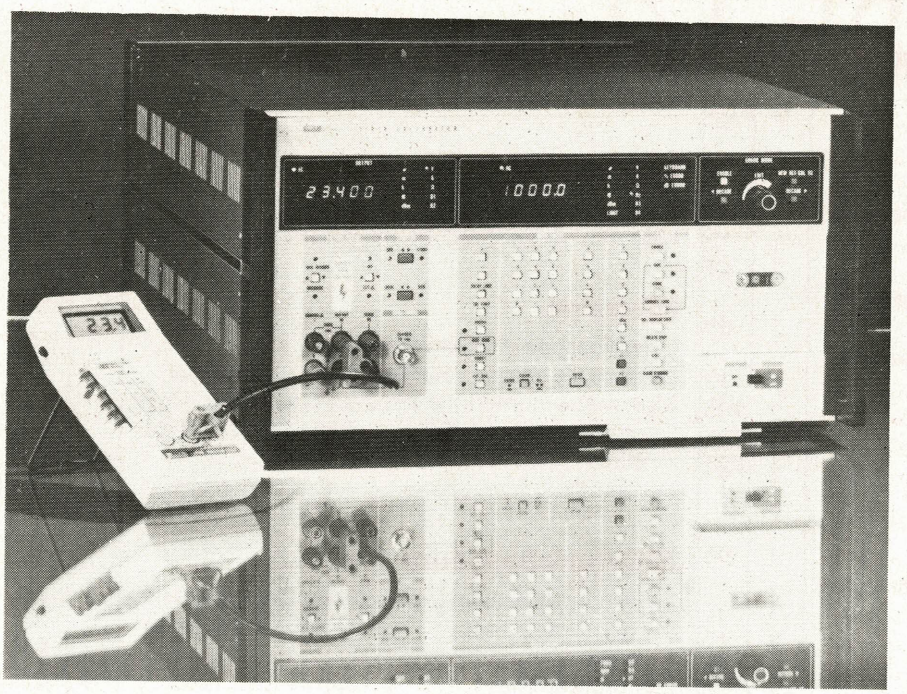
Deux nouveaux calibrateurs à microprocesseur

Fluke introduit sur le marché deux nouveaux calibrateurs à microprocesseur, modèles 5100 et 5101A, dont les principales caractéristiques sont : la précision, la rapidité d'exécution, la simplicité d'emploi, la possibilité pour les deux systèmes d'être reliés grâce à des interfaces livrables en option, à divers périphériques tels que imprimante, commande à distance ou calculateur.

Ces deux nouveaux calibrateurs référencés 5100/5101A ont été étudiés pour étalonner, avec un maximum d'efficacité, en d'autres termes très rapidement et à moindre coût, les multimètres analogiques et numériques de 3 1/2 à 5 1/2 digits.

La tension continue de sortie peut varier de ± 0,1 μV à ± 1100 V et la précision est de 0,005 %.

En tension alternative, la bande passante s'étend de 50 Hz à 50 kHz et la tension de sortie peut également être programmée entre 0,1 μV et 1100 V. En option, la bande passante peut être



étendue dans une plage comprise entre 10 Hz et 10 MHz.

Les calibrages en courant continu ou alternatif peuvent être réalisés dans une plage comprise entre 1 nA et 2 A alors que les résistances de sorties peuvent être sélectionnées entre 1 Ω et 10 MΩ pleine échelle.

Les calculs d'erreurs en pourcentage ou en dB peuvent être lus automatiquement, de même qu'il est possible de programmer pour ces calculs d'erreurs un quelconque facteur d'échelle. En outre, le système permet de compenser automatiquement la résistance des câbles de mesures pour les calibrages en ohms.

Des tolérances limites en pourcentage ou en dB peuvent être programmées, l'opérateur est ainsi alerté lors du dépassement de celles-ci en cours de test.

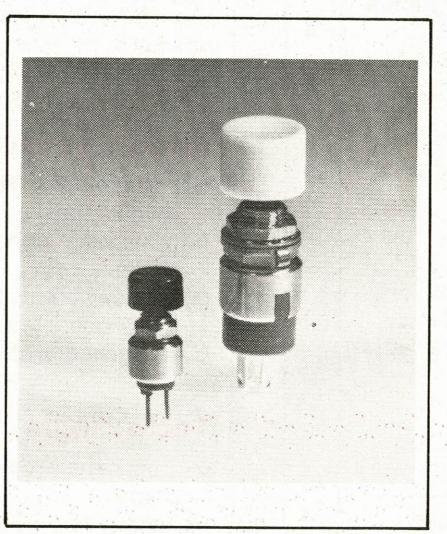
Outre les performances et la simplicité d'emploi de ces nouveaux calibrateurs bâtis autour d'un microprocesseur, ceux-ci offrent une grande sécurité d'emploi grâce à un système de protection automatique de la sortie et à la possibilité de programmer des limites mini et maxi en tension et en courant de sortie.

Avec le modèle 5101A, équipé d'un lecteur de cassette standard, les séquences d'étalonnage peuvent être réalisées automatiquement. 58 séquences, tolérances et limites incluses peuvent être programmées par l'appareil et stockées sur une cassette.

MB Electronique, Z.A.C. de Buc, B.P. 31, 78530 Buc. Tél. : 956.31.30.

Poussoir microminiature

Le 9100 est un poussoir microminiature momentané de très faible encombrement 17,5 x 6,5 mm hors tout, utilisable en courant faible 30 VDC 100 mA maxi, 50 mV 100 μA mini en contacts en laiton doré 1,25 micron.

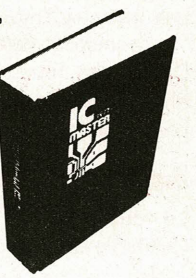


Caractéristiques techniques

- Résistance de contact : < 30 MΩ.
- Résistance d'isolement : > 1000 MΩ sous 500 V.
- Rigidité diélectrique : 500 V eff entre contacts, 1000 V eff entre contacts et masse.
- Durée de vie : 300 000 opérations.
- Boîtier en diallylphtalate bleu.
- Sorties picots pour circuit imprimé.

APEM, B.P. 1, 82300 Caussade. Tél. : (63) 02.14.98.

un recueil sur les circuits intégrés unique au monde que vous devez posséder



IC MASTER 78

2200 pages (1000 de plus qu'en 1977) de références indispensables à tout ingénieur en électronique

- tables d'identification des produits
- répertoire des homologations JAN
- tables de sélection par paramètres
- dictionnaire des boîtiers et gammes de température
- tableaux des " secondes sources "
- annuaire des fabricants et distributeurs
- gamme de produits par fabricant
- répertoire des notes d'application
- fiches techniques des principaux produits

REMISE A JOUR TRIMESTRIELLE GRATUITE

OFFRE SPECIALE
SALON DES COMPOSANTS 1978

620 fr moins 20 %

(offre limitée) **496 fr**

BON de COMMANDE
à retourner à
CONSEIL & PROMOTION
1, rue Damiens - 92100 BOULOGNE-BILLANCOURT

Je vous commande le IC MASTER 78 au prix exceptionnel de 496,00 F TTC et je vous joins mon règlement par :

chèque ☐ CCP ☐

Veuillez m'envoyer une facture de régularisation ☐

Nom .....

Société .....

Adresse .....

.....

REPERTOIRE 1977

	N°	Page
Analyse		
Convertisseur tension-fréquence à fonction de transfert linéaire	1	19
Onduleur triphasé à transistors	2	44
Comportement d'entrée des transistors à effet de champ	2	68
Les transformateurs de commande de base pour transistors haute tension	2	73
Calcul des filtres en échelle	2	105
Filtres passifs en échelle	3	131
Les circuits PLL et leurs applications	4	121
Applications		
Le multiplicateur analogique	1	58
Contrôle d'accord 'un récepteur FM à partir de la F.I	1	65
Wattmètre à multiplicateur analogique	2	15
Pont d'impédances	2	61
Commutateur à 8 voies pour oscilloscope	3	77
Convertisseur analogique-impulsionnel avec le UAA 180	3	83
Circuits intégrés		
Affichages linéaires et logarithmiques avec le UAA 180	1	50
Conversions fréquence/tension avec les circuits LM 2907/2917	2	35
Les systèmes d'appel sélectif avec la famille FX 107	3	67
Multiplicateur 4 quadrants à large bande passante	4	5
Circuit intégré bipolaire pour récepteurs A.M. : TDA 1046	4	83
Composants		
Le thyristor (première partie)	3	13
Le thyristor (deuxième partie)	4	55
Electronique médicale		
Les applications médicales des ultra-sons (première partie)	1	12
Les applications médicales des ultra-sons (deuxième partie)	2	5
L'électro-anesthésie	2	77
L'électrocardiogramme	3	5
La cardiotocographie	3	73
Les mesures d'impédances tissulaires	4	21
Asservissement des prothèses respiratoires	4	73
Etude		
Oscillateur LC à résistance dynamique négative	2	49
Balayage en spirale d'un oscilloscope	3	41
Amélioration de la réception des signaux noyés dans le bruit	3	59
Calcul des circuits de tonalité	3	91
Conversion analogique-numérique et numérique-analogique	3	97
Application de la technologie microstrip et de l'abaque de Smith à la réalisation d'un amplificateur UHF	3	121
Programme de simulation de circuits électroniques	4	125
Les circuits logiques (première partie)	4	137

	N°	Page
Manipulations		
Table traçante audio	1	72
Mesures de fluctuations de vitesse	2	99
Mesures		
L'oscilloscope à échantillonnage	1	0
La base de temps retardée d'un oscilloscope	2	27
Multimètre numérique avec un CAD basé sur le principe de la modulation d'impulsions triangulaires	3	53
Les sondes	4	41
Microprocesseurs		
Le microprocesseur expliqué aux électroniciens	1	23
Introduction à l'aspect logiciel des microprocesseurs	2	81
Les programmes	4	105
Reportages		
L'aéroport de Lyon-Satolas	1	86
L'électricité-E.D.F. - Moyens de production	2	131
Schémathèque		
Les capteurs optoélectroniques en photographie	1	8
Récepteurs FM à circuits intégrés	1	80
Les multivibrateurs astables	2	19
Les bascules monostables	3	27
Les bascules de Schmitt	4	115
Intérêt général		
Répartition des fréquences de l'acoustique aux rayons cosmiques	1	35
Informations concernant la protection industrielle	3	159
Liberté de communication par la bande : le « 27 » s'explique	4	66
L'intelligence artificielle	4	95
Technologie		
La fabrication des circuits imprimés (première partie)	3	47
Comment fabriquer ses symboles à transfert	3	165
La fabrication des circuits imprimés (deuxième partie)	4	27
Fiches techniques		
16 fiches de circuits intégrés audio	1	99
6 fiches de circuits régulateurs de tension	2	113
16 fiches de circuits logiques C.MOS	3	105
5 fiches de circuits MOS pour l'horlogerie	4	145
Rubriques permanentes		
Réseaux de distribution des semi-conducteurs		
Bibliographie		
Nouveautés		

Le directeur de la publication : J.-P. Ventillard - Imprimerie Edicis, 91019 Evry - Commission paritaire N° 59-178 - Dépôt légal 1er trimestre 1978

1024 (mille vingt quatre) commandes avec la nouvelle télécommande infrarouge d'ITT Semiconducteurs

Dès les premières années 70, on se rendit compte qu'un téléviseur couleur ne pouvait être réglé de façon idéale qu'à la distance normale d'observation. A ce moment, certains proposèrent des télécommandes avec de gros cables, puis des systèmes sans fil, à la fois chers et de fiabilité insuffisante.

ITT Semiconducteurs, grâce à son expérience acquise en partie avec les diodes varicaps, introduisit un système pouvant transmettre à la fois des commandes analogiques et digitales (entre temps, les tuners à varicaps peuvent sélectionner automatiquement les canaux, grâce à notre CI SAA 1021).

Nous avons amélioré notre système en développant le dispositif à 30 commandes SAA 1024/1025: produit à ce jour à plus de 2 millions d'exemplaires, il nous a placé au 1er rang des fabricants européens de circuits MOS. Grâce à une collaboration étroite avec les fabricants de téléviseurs, notre concept a franchi une nouvelle étape, car nous sommes en mesure de proposer un système encore plus élaboré tenant compte des développements futurs,

...la télécommande par infrarouge SAA 1050/ SAA 1051

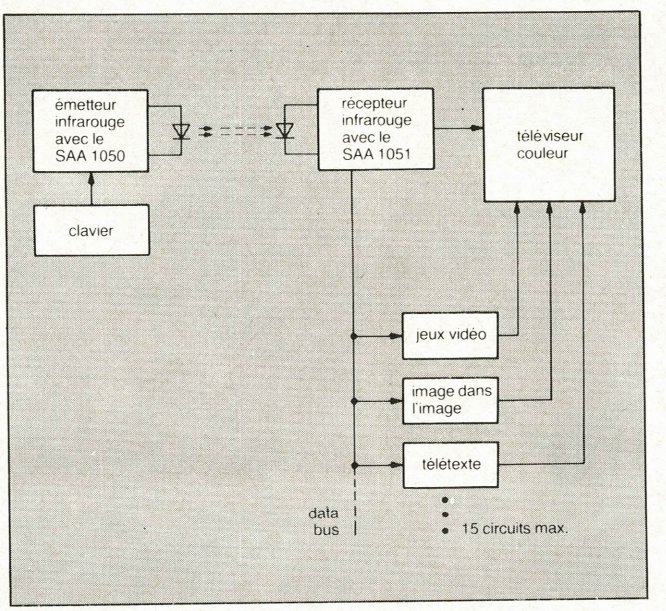


Schéma synoptique du système de télécommande infrarouge ITT Semiconducteurs avec les circuits intégrés SAA 1050 et SAA 1051

Renseignements techniques:

– 64 signaux peuvent être envoyés sur 16 adresses différentes, soit un total de 1024 commandes

– télécommande sans interférences de la TV, de la chaîne Hi-fi etc...

– l'émetteur SAA 1050 est en technique CMOS, d'où la très grande longévité de la pile

– le récepteur SAA 1051 en technique PMOS-Silicon Gate est un microprocesseur spécialisé

– transmission par lumière infrarouge modulée par impulsions codées (MIC)

– grande portée

– 4 modes de fonctionnement pour le CI récepteur

– un seul émetteur pour 16 appareils/adresses

Le dialogue avec nos partenaires a porté ses fruits. Notre télécommande tient déjà compte de systèmes qui sont encore en gestation: viewdata, télétexte, programmation à distance des chaînes Hi-fi, jeux vidéo etc...

Pour en savoir plus, demandez notre fiche technique au Service de Documentation ITT Semiconducteurs, 16 rue Emile Schwoerer, 68000 Colmar ou téléphonez à notre spécialiste Mr. Falleau au (1) 253 31 39.

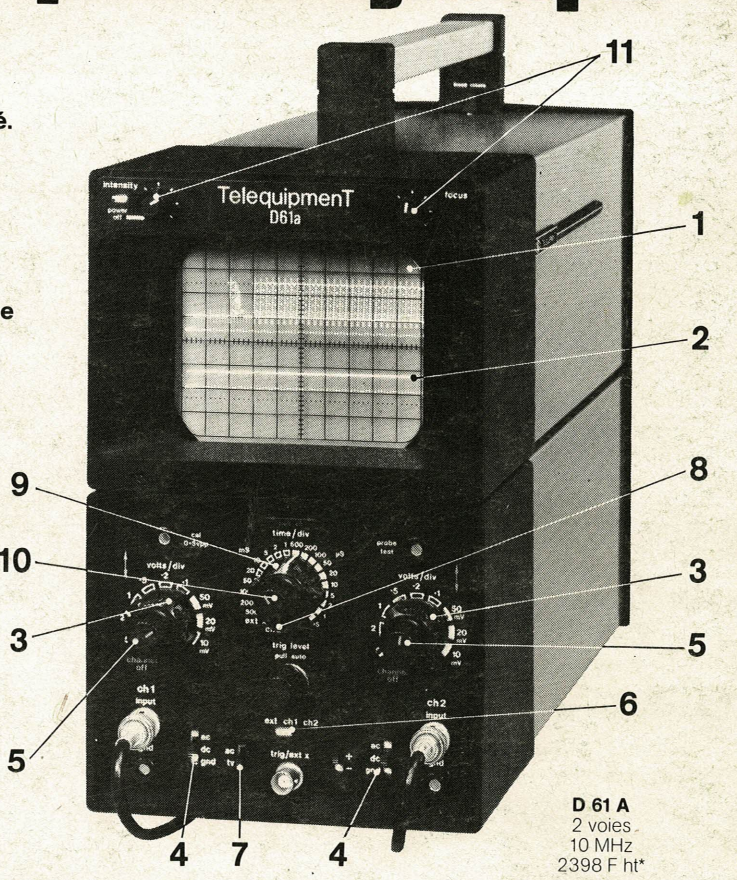
Semiconducteurs ITT

22 oscilloscopes Telequipment. Equipez-vous pour longtemps.

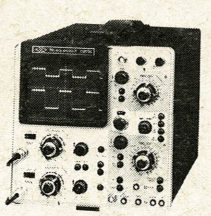
1 **Grand écran : 8 x 10 cm à réticule illuminé.**
2 **Bande passante de 0 (DC) à 10 MHz.**
3 **Sensibilité : de 10 mV/cm à 5 V/cm.**
4 **Sélection du couplage en entrée : alternatif – masse – continu.**
5 **Positionnement sur toute la valeur de l'écran des deux signaux. Possibilité de recouvrement pour comparaison.**
6 **Choix du déclenchement aisé : voie 1 – voie 2 ou extérieur.**
7 **Déclenchement TV aisé.**
8 **Possibilité de visualisation X-Y.**
9 **Base de temps : 500 ms à 0,5 µs/cm.**
10 **Loupe électronique.**
11 **Réglage aisé pour avoir une trace fine et brillante.**

PROMOTION JUSQU'AU 31 MAI 78
• moins 10% sur D65, D66A, D67A.

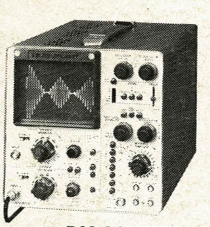
D66A : ancien prix 5016 F ht*
prix promotionnel 4514,40 F ht*



D 61 A
2 voies
10 MHz
2398 F ht*

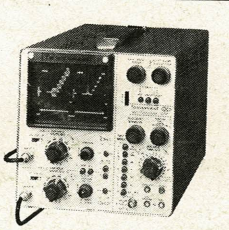


D 67 A
double base de temps
2 voies
25 MHz
~~5780 F ht*~~ **5202 ht***

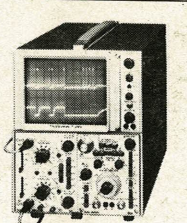


DM 64
A mémoire
2 voies
10 MHz
7091 F ht*

D 32
A batterie
2 voies
10 MHz
4198 F ht*



D 65
2 voies
15 MHz
~~4128 F ht*~~
3715,20 F ht*



D 83
A tiroirs
2 voies
50 MHz
9062 F ht*

CPY-Riss TL 19

* Prix en vigueur le 7/12/77

Coupon à retourner à Tektronix,
Service Promotion des Ventes – BP 13 – 91401 ORSAY

M _____ Société _____

Adresse _____

_____ Tél. _____

désire recevoir sans engagement de ma part,
☐ une documentation sur la gamme d'oscilloscopes Telequipment
☐ la visite d'un ingénieur commercial

E A

TEKTRONIX : BP 13 – 91401 ORSAY – Tél. 907.78.27
Centres Régionaux : Lyon Tél. (78) 76.40.03
Rennes Tél. (99) 51.21.16 – Toulouse Tél. (61) 40.24.50
Aix-en-Provence. Tél. (42) 59.24.66 – Strasbourg. Tél. (88) 39.49.35

TELEQUIPMENT
GROUPE TEKTRONIX